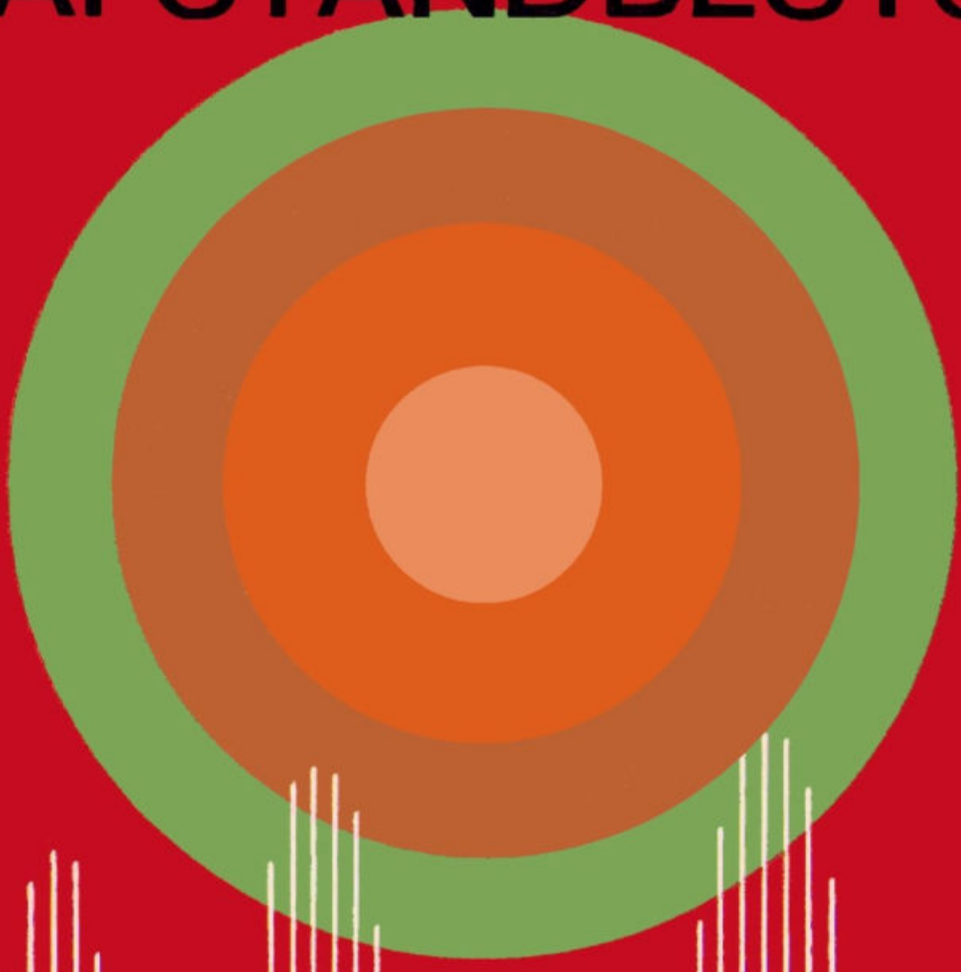
J.F. VAN OORT

HOOGFREQUENT AFSTANDBESTURING



deel 1

zenders

KLUWER - DEVENTER

kader REEKS

Gescand en gerestaureerd door Jos Verstraten - 2025

HOOGFREQUENT AFSTANDBESTURING

AFSTANDBESTURING

Deel I ZENDERS

J.F. van Oort

kader REEKS

KLUWER - DEVENTER

Dit boek bevat 167 pagina's, 98 figuren en 8 pagina's foto's

© N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Nederland, 1970
Nadruk, ook gedeeltelijk, verboden

PHILIPS

Merken van N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken

ISBN 90 201 055 66

Geen garantie wordt gegeven, dat de in dit boek vervatte ¡nformatie vrij loopt van octrooirechten; door deze publicatie wordt geen enkele licentie onder eventueel bestaande octrooien verleend.
Gedrukt in Nederland

VOORWOORD

De laatste jaren is de belangstelling voor de afstandbesturing van modellen sterk toegenomen. De techniek ervan is niet eenvoudig: men heeft te maken met zenders, ontvangers en servosystemen, die aan hoge eisen moeten voldoen. Het aantal wegen dat men kan bewandelen is legio en om hier wegwijs in te worden zal een algeheel inzicht in deze materie van zeer veel nut zijn. Daarom wordt de theorie zo ruim mogelijk behandeld en met vele praktische voorbeelden verduidelijkt.

Vanwege de uitgebreidheid van het onderwerp werd het boek in twee delen gesplitst, waarvan het eerste de zenders en het tweede de ontvangers behandelt.

In dit eerste boek worden een paar schema's van zenders volledig uitgewerkt, die behoren bij ontvangers welke in deel II worden beschreven. Men zou eventueel alle daaraan voorafgaande hoofdstukken kunnen overslaan en direkt de schema's gaan nabouwen. Maar beter is het om er wat meer tijd aan te besteden om achter het hoe en waarom te komen en zo kansen op fouten en teleurstellingen te verminderen.

Voor wat zich tussen de zender en de ontvanger afspeelt wordt verwezen naar het boek "Radiogolven".

J.F. van Oort

INHOUD

Voorwoord		V
Hoofdstuk 1	INLEIDING	1
	Frequentiebanden	5
	De citizensband	7
	Kanalen voor modelbesturing	8
	Zendmachtiging	11
	Zendereisen	11
Hoofdstuk 2	SYSTEMEN VOOR AFSTANDBESTURING	15
	Ongemoduleerde zenders	15
	Gemoduleerde zenders	16
	Eénkanaalzenders	16
	Meerkanalenzenders	20
	Mechanische filters	21
	Elektrische filters	22
	Stuurmotoren	23
	Toepassing van de meerkanalenzenders	24
	Tweekanalensysteem	24
	Driekanalensysteem	25
	Vierkanalensysteem	26
	Vijfkanalensysteem	28
	Zeskanalensysteem	30
	Achtkanalensysteem	31
	Tien- en twaalfkanalensystemen	33
	Schakelen van de kanalen	35
Hoofdstuk 3	DE ZENDANTENNE	38
	De C-L-C-antenne	39
	Stroomverdeling in de antenne	41
	Stralingsdiagram	41
	Stralingsweerstand en nuttig effekt	42
Hoofdstuk 4	OSCILLATOREN	45
	Begrenzing	48
	Oscillatortypen	49
	Hartley-oscillator	50

	Colpitts-oscillator	51
	Lee-oscillator	52
	Frequentiestabiliteit	53
	Spoelberekening	55
Hoofdstuk 5	KRISTALOSCILLATOREN	56
	Werking van het kristal	56
	Elektrisch equivalent van het kristal	60
	Toleranties	62
	De kristalgestuurde oscillator	62
	Kristal in serieresonantie. Geaarde emitterschakeling	63
	Geaarde collectorschakeling	64
	Geaarde basisschakeling	65
	Kristal in parallelresonantie	66
	Werkfrequentie van de kristaloscillator	68
Hoofdstuk 6	ZENDEREINDTRAP	69
	Klasse C-ingestelde eindtrap	70
	Gelijkstroomvermogen	73
	Wisselstroomvermogen	74
	Belastingweerstand	75
Hoofdstuk 7	KOPPELING VAN DE ZENDEREINDTRAP MET DE ANTENNE	78
	Onderdrukking van de harmonischen	78
	Tankkring	79
	Berekening spoel L	80
	π-filter	82
	L-filter	86
	Berekening van de harmonischenuitstraling	89
Hoofdstuk 8	TOONGENERATOR	92
	Keuze van de frequenties	92
	Astabiele multivibrator	94
	Frequentieregeling van de astabiele multivibrator	97
	RC-generator	97
	LC-generator	98
	Ferroxcube spoelen	101
	IJken van de toongenerator	106

Hoofdstuk 9	MODULEREN	108
	Zijbanden	110
	Vermogen van een amplitudegemoduleerde zender	111
	Methoden van moduleren	112
	Voortrapmodulatie	113
	Basismodulatie	113
	Collectormodulatie	114
	Gecombineerde collector- en voortrapmodulatie	117
	Belastingweerstand van de gemoduleerde eindtrap	119
	Belastingweerstand van de modulator	120
	Praktijk van het moduleren	120
	Seriemodulatie	121
	Moduleren met een modulatietransformator	121
Hoofdstuk 10	PRAKTISCHE ZENDERSCHAKELINGEN	123
	Zender I	125
	Zender II	126
	Zender III	128
	Modulator	131
	Toongenerator	133
	Zender IV	135
	Hoogfrequent gedeelte	136
	Modulatieversterker	140
	Modulatietransformator	142
	Toongenerator	142
	Spoelen	143
	Bedieningspaneel van de zender	147
Hoofdstuk 11	ENKELE MEETINSTRUMENTEN	149
	Absorptiefrequentie-meter	149
	Veldsterktemeter	149
	Dipmeter	152
	Werking	152
	Spoelen	154
	Opbouw	154
	Meting van capaciteit, zelfinductie en Q	156
	Controle van de gemoduleerde draaggolf	157

HOOFDSTUK 1

INLEIDING

Vanaf het moment, dat men leerde met radiogolven om te gaan, is men onophoudelijk bezig geweest met het bedenken van apparaten om langs radiografische weg iets op afstand te commanderen. De "Hertziaanse golven", zoals ze in die tijd werden genoemd, werden allereerst gebruikt voor het bedienen van een elektromagneet in een telegrafietoestel (ongeveer 1890). Al gauw werden de uitvinders gefascineerd door allerlei systemen om commando's draadloos over te brengen, waarmee besturing mogelijk was van b.v. boten. Zo demonstreerde Tesla in 1891 te New York een op afstand bestuurd schip, dat alle vereiste bewegingen kon uitvoeren. Hij stelde zich voor, deze vinding in de oorlogvoering te gebruiken en rustte het schip uit met een lanceerinrichting voor torpedo's. Hij hoopte hiermee een afschrikwekkend middel te hebben gevonden om de oorlog voor goed uit te roeien *). Het was een één-kanaal systeem, waarbij hij met ingenieuze elektromechanische constructies stuur- en voortstuwingsorganen wist te bedienen. Zijn ideeën kan men heden ten dage nog terugvinden in sommige radiobestuurde modellen.

Het duurde nog vele jaren, eer men van deze vindingen gebruik ging maken, om er als liefhebberij bootjes of vliegtuigjes mee te besturen. De eerste schreden op dit gebied waren nog zeer gebrekkig, maar men moet toch grote bewondering hebben voor de pioniers die kans zagen, een vliegtuigje te besturen met een één"lamps" zendertje en een één"lamps" ontvanger, ieder bestaande uit een 6-tal onderdelen, terwijl men er tegenwoordig minstens 200 voor nodig heeft. Men kan wel nagaan, dat elk onderdeel "op zijn tenen" liep, de "piloot" inbegrepen, en dat zo'n vliegtuigje geen lange levensduur beschoren was.

Toen de transistor zijn intrede deed, werd de radiobesturing pas echt aantrekkelijk voor de amateur, terwijl ook de fabrikanten zich serieus gingen toeleggen op het vervaardigen van zenders en ontvangers voor dit doel. Ook de

*) Een beschrijving van dit schip staat in "Radiogolven", door J.F. van Oort, Kaderreeks, A.E. Kluwer, Deventer.

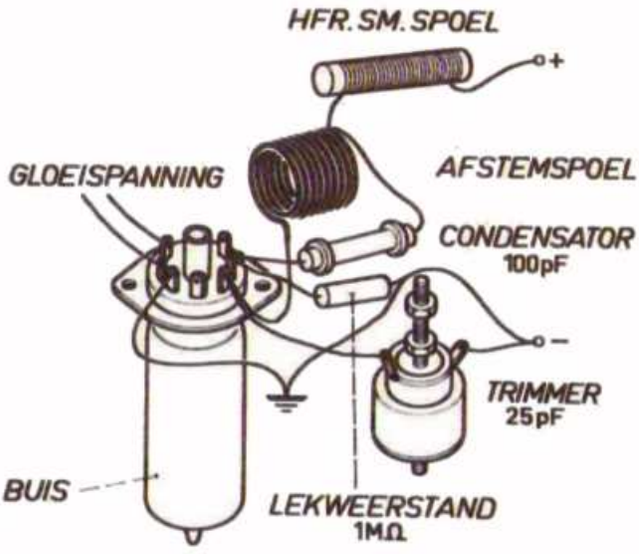


Fig.1 Zender voor radiobesturing uit de beginperiode

mechanische toebehoren en servomotoren worden thans in grote verscheidenheid gefabriceerd. Men heeft een hoge mate van perfectie bereikt, zowel aan de zenderkant voor het geven van de commando's, als aan de ontvangerkant waar de commando's op zeer betrouwbare wijze worden gedecodeerd, om de juiste stuurorganen in werking te stellen.

Thans beoefent een steeds groter wordend aantal mensen, van hoog tot laag en van oud tot jong, de hobby - of de sport - van het bouwen van draadloos bestuurde modellen. Er is een ruime sortering van bouwdozen verkrijgbaar, waarmee men de modellen kan maken die voor radiobesturing geschikt zijn. Degenen die niet in staat zijn de elektronische apparatuur zelf te vervaardigen, hebben keuze in overvloed om een hun passend systeem kant en klaar te kopen. Omgekeerd kan men ook een plastic of houten model klaar kopen en juist het elektronische gedeelte zelf maken.

Voor deze laatsten, die het aandurven zelf de elektronische apparatuur te maken, zijn deze boeken geschreven. Dit deel behandelt een aantal zenders voor de meest uiteenlopende doeleinden en mogelijkheden, terwijl het begint met een theoretisch gedeelte om een duidelijk inzicht te geven in de werking van de verschillende organen van de zender. Hiermee zal het maken van fouten enigszins worden bestreden, omdat men weet wat men doet en waarvoor alles dient.

Gelukkig is de tijd aangebroken, dat men wat meer geld en vrije tijd beschikbaar heeft. Want het is nogal een dure hobby en we moeten met nadruk aanraden om goede, betrouwbare onderdelen aan te schaffen, want een ongehoorzaam vliegtuigje of bootje kan leiden tot dramatische gevolgen. Wat zou het jammer zijn als een bouwwerk dat met zoveel moeite en liefde is tot stand gekomen, door een verkeerde zuinigheid of door gebrek aan geduld verloren zou gaan. Als thuis bij het proefdraaien blijkt, dat iets niet voor de volle 100% goed functioneert, dan kan men er zeker van zijn dat er grote moeilijkheden zullen optreden, als de boot of het vliegtuig in zijn "element" is. Daarom doet men verstandig om zeer zorgvuldig en met niet te veel haast de bouw ter hand te nemen. Trouwens, waarom zou men haasten, want het bouwen zelf is minstens zo leuk als het spelen later, en geeft geweldige voldoening!

We hopen U met dit boekje op het juiste spoor te zetten en U wegwijs te maken in deze vrij gecompliceerde materie der afstandsbesturing. Alleen de elektronica wordt behandeld en, zo nodig, de mechanische delen die met de elektronische delen zijn gekoppeld. De bouw van de modellen zelf zal niet ter sprake komen, omdat hierover voldoende literatuur bestaat en omdat de in de handel zijnde bouwdozen voor zichzelf spreken.

Men dient bij het aanschaffen van een bouwdoos er op te letten, dat het model geschikt is voor radiobesturing.

Voor het goed begrijpen van de elektronische delen, is het noodzakelijk om stap voor stap te werk te gaan en met een eenvoudig systeem te beginnen. Het is als met zoveel vaardigheden, door oefening wordt men de problemen de baas en men zal ongetwijfeld ervaren, dat het maken van eenvoudige apparatuur zeer veel nut heeft voor de vervaardiging van de meer ingewikkelde systemen. Op deze wijze leert men de moeilijkheden beheersen en krijgt men gevoel voor de techniek. Alleen door ervaring en een grondige kennis van het hoe en waarom zal het einddoel met succes worden bereikt. Het is vrijwel zeker, dat de stap-voor-stap methode sneller tot goede resultaten leidt, dan het bouwen van een gecompliceerde installatie ineens en zo zal men vele teleurstellingen voorkomen.

Aangezien enige eenvoudige meetinstrumenten noodzakelijk zijn om de werking van de elektronische circuits te kunnen controleren en het opsporen van fouten te vergemakkelijken, wordt in het laatste hoofdstuk de bouw van de meest onmisbare meetinstrumenten beschreven. Ze zijn zo simpel, dat de voordelen ruimschoots opwegen tegen de tijd en moeite.

We hebben ons in dit boekje beperkt tot de behandeling van de eenvoudige kanaalsystemen, omdat deze voor een amateur nog wel te maken zijn. De in opkomst zijnde proportionele besturingssystemen zijn dermate gecompliceerd, dat ze eigenlijk alleen met succes kunnen worden gebouwd wanneer men beschikt over een goed uitgerust laboratorium en wanneer men een goede kennis van de elektronica heeft; om over de prijs nog maar niet te spreken.

Met de kanaalsystemen kan men trouwens zeker zo nauwkeurig een model besturen als met de porportionele systemen; het eist misschien wat meer oefening, maar dat is juist de aantrekkelijkheid van de sport.

Verder willen we er op wijzen dat de ontwikkeling van de transistor niet stil staat en dat er steeds betere transistors op de markt komen. Er is een tendens, dat de siliciumtransistors de germaniumtransistors zullen verdringen; op het ogenblik zijn beide typen in omloop. Maar aangezien de eerste minder temperatuurgevoelig zijn zullen we in hoofdzaak deze toepassen.

Voor degenen die niet goed op de hoogte zijn met de waarden en toleranties van weerstanden en condensatoren, nog het volgende. In de schema's ziet men de meest vreemde waarden aangegeven, b.v. 5k6 of 820 Ω of 1M2 enz. en men vraagt zich onwillekeurig af of deze waarden werkelijk zo precies moeten zijn.

Het is zo, dat de waarden elkaar in een soort meetkundige reeks opvolgen, zó, dat de verhouding tussen 2 naast elkaar liggende waarden ong. 1 : 1.25 is, en men komt dan vanzelf tot de volgende reeks:

10 - 12 - 15 - 18 - 22 - 27 - 33 - 39 - 47 - 56 - 68 - 82 - 100.

De waarden zijn in kleurencode op de weerstanden en condensatoren aangegeven. Het wil niet zeggen, dat een weerstand van b.v. 470 Ω precies deze waarde bezit: hij kan hiervan wel 10 à 20% afwijken en dus 564 of 376 Ω zijn. De tolerantie die een bepaalde weerstand kan hebben, wordt aangegeven door

de gekleurde ringen. Voor ons doel is de grootste tolerantie van 20% altijd toelaatbaar, behalve wanneer er een speciale vermelding bij staat. Hieruit blijkt dat over het algemeen de weestandswaarde niet zo heel precies komt en dat een afwijking kan worden toegelaten. Mocht uw radiohandelaar nu b.v. een gevraagde weerstand of condensator niet in voorraad hebben, dan kunt U gewoonlijk evengoed de dichtstbijliggende waarde gebruiken, zonder dat dit invloed heeft op de goede werking. Het is n.l. wel eens voorgekomen dat men zonder succes stad en land afzocht naar de opgegeven waarden en toen de moed opgaf. Mocht ook de naburige waarde niet voorradig zijn, dan kan men zich redden met b.v. 2 weerstanden parallel te zetten, ieder met de dubbele waarde, of 2 weerstanden in serie, ieder met de halve waarde.

Vooral elektrolitische condensatoren zijn vaak niet in de gevraagde waarden verkrijgbaar. Men kan dan meestal zonder bezwaar een waarde nemen die factoren van de opgegeven waarde afwijkt.

Moeilijker is het vaak met spoelen en transformatoren. Daarom zullen we de constructie daarvan geheel beschrijven, zodat ze gemakkelijk zelf te vervaardigen zijn.

Als Uw zender gereed is, dan moet deze worden opgestuurd naar de P.T.T. in den Haag, waar hij aan een keuring wordt onderworpen. De kans op goedkeuring wordt vergroot, als men daar een goed afgewerkt apparaat onder ogen krijgt, dat vertrouwen schenkt!

Tenslotte nog even een résumé van de belangrijkste punten:

1) Werk vooral rustig; neem er de tijd voor en doe het nauwgezet en netjes.
2) Oefen goed in het solderen; gebruik nooit soldeervet of soldeerwater.
3) Zorg, dat de onderdelen en het gereedschap van goede kwaliteit zijn.
4) Begin met een eenvoudig systeem.
5) Controleer stap voor stap wat U gemaakt hebt.

Frequentiebanden

Radiozenders kunnen op de meest uiteenlopende frequenties werken. Men heeft dit z.g. radiospectrum verdeeld in 9 frequentiebanden, die zich uitstrekken

van 10.000 Hz tot 3000.000.000.000 Hz.

De frequenties beneden 10.000 Hz, de z.g. audio- of geluidsfrequenties, behoren niet tot de radiofrequenties, maar zijn wel in dezelfde reeks opgenomen. Ze bezetten de banden 1, 2, 3 en gedeeltelijk band 4.

De golflengte die een zender met frequentie f uitstraalt, kan worden berekend met de formule

$$\lambda = \frac{300.000.000}{f}$$

waarin λ = Griekse letter labda = golflengte in m.

300.000.000 = voortplantingssnelheid van radiogolven in m/s.

f = frequentie of aantal trillingen per s van de zender, uitgedrukt in de eenheid hertz (afgekort Hz).

Voor grote frequentiegetallen gebruikt men de eenheden:

kilohertz afgekort kHz (1 kilohertz = 1000 Hz)

megahertz afgekort MHz (1 MHz = 10^6 Hz)

gigahertz afgekort GHz (1 GHz = 10^9 Hz)

TABEL I FREQUENTIEBANDEN

	Band	Frequentie		Golflengte	Benaming
Geluidspectrum	1	3- 30 Hz			
	2	30- 300 Hz		Audio- of geluidsfrequenties	
	3	300- 3000 Hz			
		3- 10 kHz			
	4	10- 30 kHz		30.000-10.000 m	myriametergolven
Radiospectrum	5	30- 300 kHz		10.000- 1.000 m	kilometergolven
	6	300- 3000 kHz		1.000- 100 m	hectometergolven
	7	3- 30 MHz		100- 10 m	decametergolven
	Citizens band	26,96- 27,28 MHz		± 11 m	
	8	30- 300 MHz		10- 1 m	metergolven
	9	300- 3000 MHz		1- 0,1 m	decimetergolven
	10	3- 30 GHz		10- 1 cm	centimetergolven
	11	30- 300 GHz		10- 1 mm	millimetergolven
	12	300- 3000 GHz		1- 0,1 mm	decimillimetergolven
		3000-300.000 GHz		100- 1 μ	infrarood licht

De verschillende frequentiebanden hebben alle hun specifieke eigenschappen betreffende opwekking en voortplanting. Zo hebben myriagolven (band 4) een zeer grote reikwijdte, omdat ze zich niets aantrekken van de kromming van het aardoppervlak en van obstakels; maar er zijn enorme vermogens nodig om ze op te wekken.

Daarentegen kunnen de kleine millimetergolven met zeer geringe zendervermogens worden opgewekt, maar deze hebben het bezwaar dat ze zich als lichtgolven gedragen en bij de voortplanting veel hinder ondervinden van de aardkromming en van obstakels (bomen, huizen, bergen, enz.). Bovendien geeft de bouw van zenders en ontvangers voor deze hoge frequenties vele moeilijkheden, o.a. door het optreden van ongewenste koppelingen tussen de versterkertrappen.

De citizensband

Men heeft nu internationaal een klein golfgebied aangewezen, dat zich bevindt op de grens tussen band 7 en 8 en dat uitermate geschikt is voor de burger, omdat de opwekking ervan met geringe vermogens mogelijk is, terwijl de voortplanting nog niet erg veel belemmeringen ondervindt van het aardoppervlak met alles wat er op staat. En de bouw van de apparatuur geeft geen grote problemen.

Dit golfgebiedje nu, wordt de "citizensband" genoemd, (citizen = burger) en het strekt zich uit van 26,96 tot 27,28 MHz, golflengte ong. 11 m. Meestal spreekt men van de 27,12 MHz band, omdat de gemiddelde frequentie tussen 26,96 en 27,28 MHz precies 27,12 MHz is, of wat men ook vaak opgeeft 27,12 MHz $\pm$ 0,6%. Deze 320.000 Hz brede citizensband heeft men onderverdeeld in 32 kanalen, die 10.000 Hz uit elkaar liggen en die voor allerlei burgerlijke doeleinden zijn bestemd, n.l. industriële toepassingen (hoogfrequent ovens), medische toepassingen (diathermie), communicatie (walky talky), veiligheidsdiensten (verkeer, brandweer), wetenschappelijke doeleinden, oproepsystemen, garagedeur-openers, weerballonnen, afstandsbesturing verkeerslichten enz. De straling is sterk aan banden gelegd, waardoor de reik-

wijdte van de apparaten zeer beperkt blijft zodat de storing van de verschillende toepassingen erg meevalt.

Kanalen voor modelbesturing

Een klein deel van de 32 kanalen in de citizensband is bestemd voor radiobesturing. De frequenties van deze kanalen lopen voor diverse landen nogal uiteen, hetgeen blijkt uit het overzicht in tabel II.

Tabel II Overzicht van de kanalen voor modelbesturing per land

Toegewezen kanalen per land										
Kanaal	Frequentie	U.S.A.	Canada	Zweden	Zwitserland	Frankrijk	Duitsland	België	Nederland	Engeland
26.960										
1	26.965									
2	26.975									
3	26.985									
4	26.995									
5	27.005									
6	27.015									
7	27.025									
8	27.035									
9	27.045									
10	27.055									
11	27.065									
12	27.075									
13	27.085									
14	27.095									
15	27.105									
16	27.115									
27.120 ±0.6%		Industriële toepassingen								
17	27.125									
18	27.135									
19.	27.145									
20	27.155									
21	27.165									
22	27.175									
23	27.185									
24	27.195									
25	27.205									
26	27.215									
27	27.225									
28	27.235									
29	27.245									
30	27.255									
31	27.265									
32	27.275									
27.280										

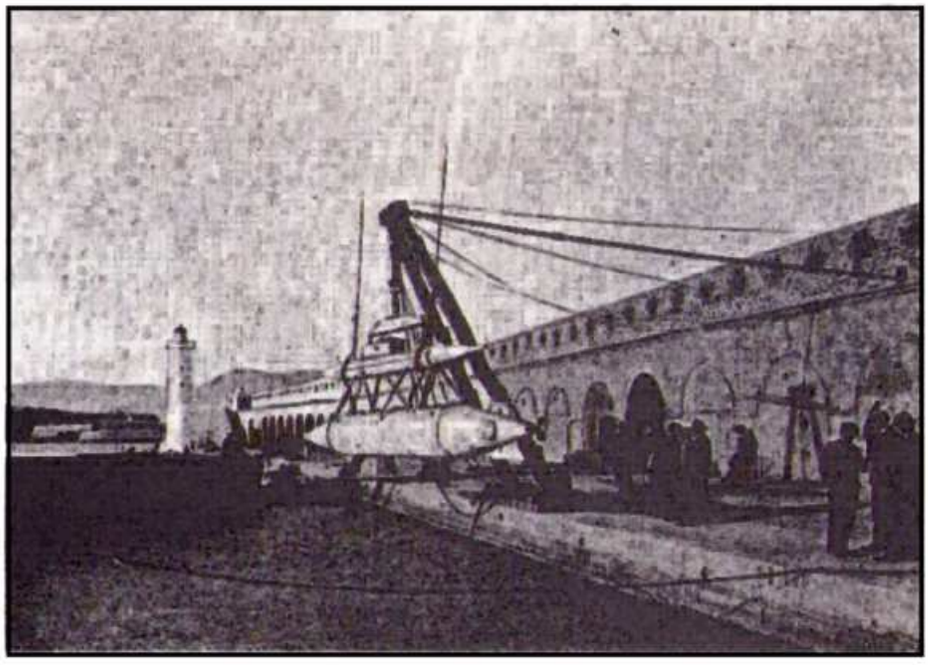


Foto 1 In 1901 werd te Antibes deze op afstand bestuurde torpedo gedemonstreerd.

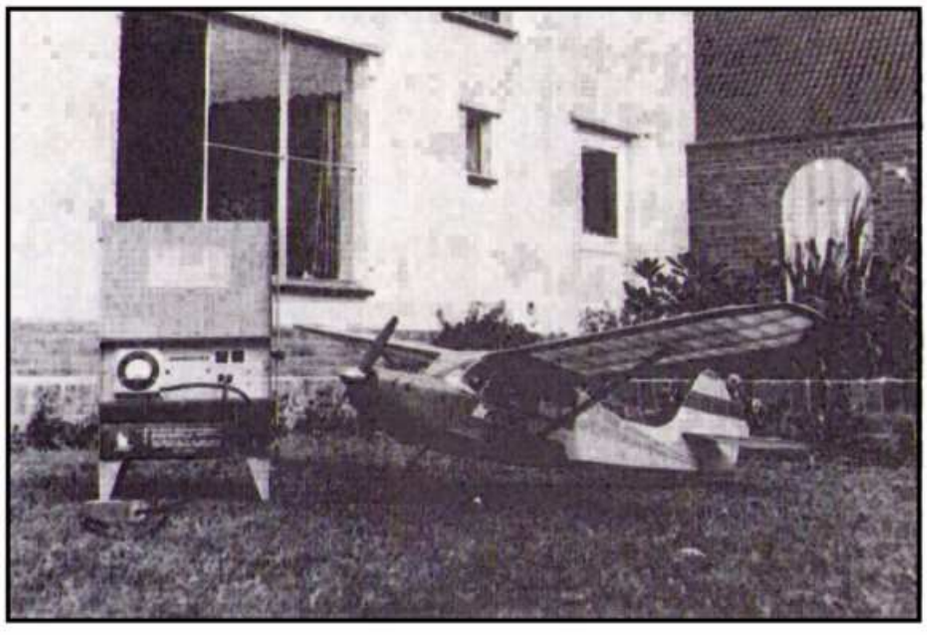


Foto 2 Dit vliegtuig, gemaakt door de heer v.d. Pol, werd bestuurd door een ongemoduleerde draaggolf. Het in- en uitschakelen van de zender veroorzaakte een geringe anodestroomvariatie in de ontvanger, waardoor een gevoelig relais aantrok, dat weer een escapement bediende voor het richtingroer. Het hoogteroer was vast afgesteld, zodanig dat het toestel een geringe lift had. Dalen was alleen mogelijk als de brandstof was opgebruikt. Door de grote spanwijdte (1,65 m) kwam het toestel dan in glijvlucht naar beneden. De anodespanning van de zendbuis (DCC 90) werd geleverd door een 135 volts batterij en de spanning voor de ontvangbuis (DL 91) door een 45 volts batterij. De zender was dan ook niet te tillen.
Merkwaardig genoeg is het toestel nog in leven.

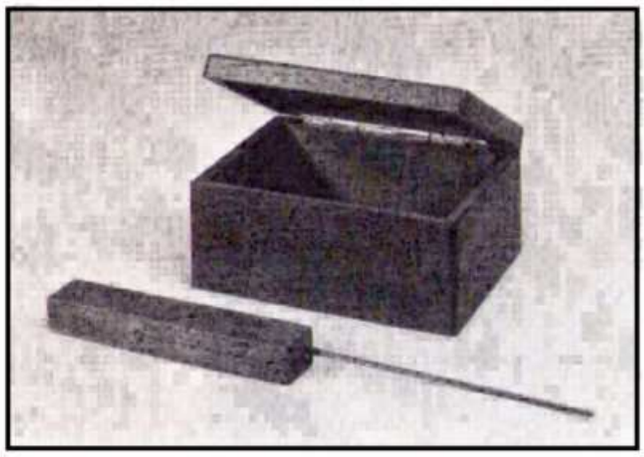


Foto 3 De deksel van de sigarenkist wordt bediend door een ongemoduleerde zender volgens het schema van fig. 78.

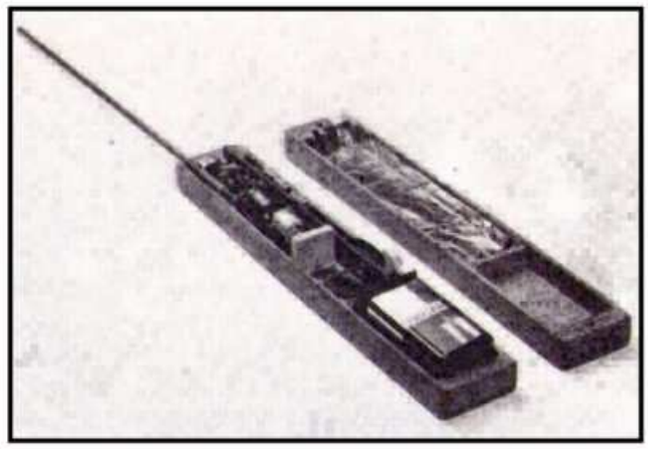


Foto 4 Het inwendige van de zender van foto 3.

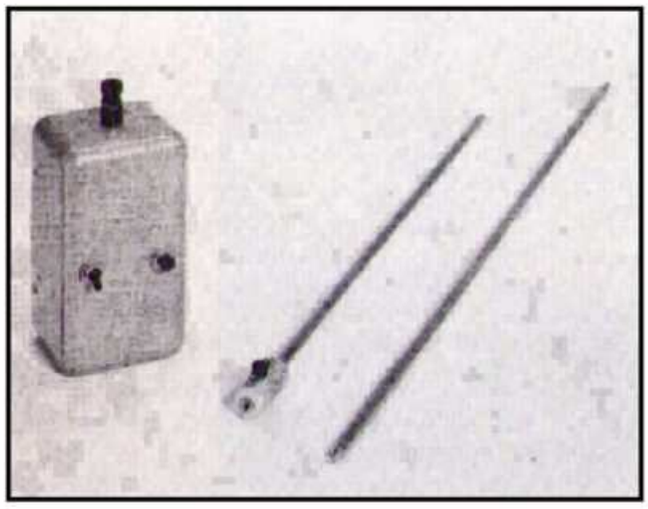


Foto 5 Eénkanaalzender van 20 mW volgens het schema van fig. 79 bestemd voor de besturing van een boot die is uitgerust met een éénkanaalservo (zie deel 2).
De CLC-antenne bestaat uit 2 delen.

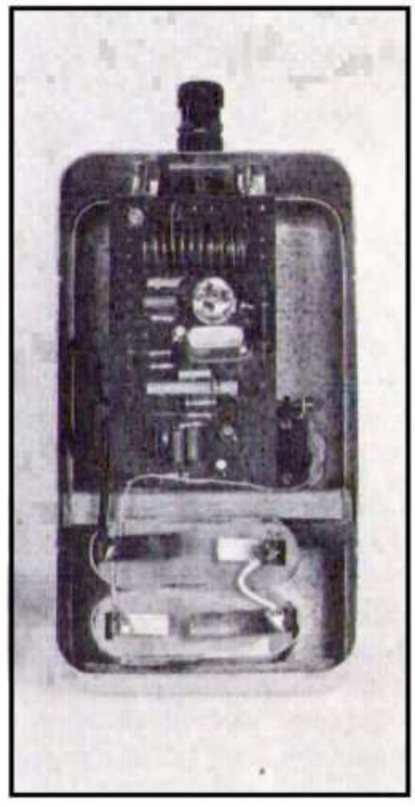


Foto 6 Het inwendige van de zender van foto 5.

Zoals we later zullen zien, straalt een gemoduleerde zender, behalve een draaggolf ook 2 zijbanden uit, die aan weerszijden van de draaggolf liggen en die ieder een frequentieverschil t.o.v. de draaggolffrequentie hebben. Dit verschil is gelijk aan de toonfrequentie, waarmee de zender is gemoduleerd. Figuur 2 geeft aan hoe dit is bij de zenders met een draaggolffrequentie van 26,965-27,275 MHz en een modulatietoon van maximaal 6000 Hz; de bandbreedte van deze zenders is 12000 Hz.

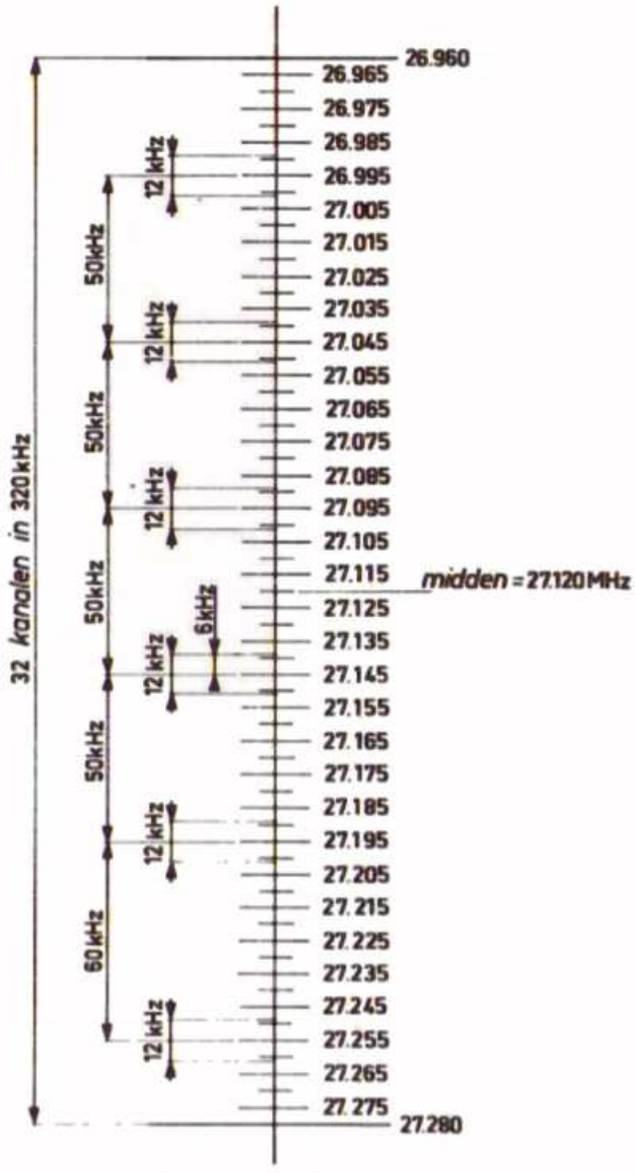


Fig.2 Draaggolffrequenties en bandbreedte van de zenderkanalen in Nederland

Sommige landen laten gebruik van alle kanalen toe (voordeel voor wedstrijden) hoewel de meeste fabrikanten zich toch aan vaste frequenties houden (in de

tabel II donkerder gearceerd). Ook mag men vaak met hogere modulatiefrequenties moduleren. In Duitsland b.v. met 8000 Hz. Men kan dan per zender meer informatie overbrengen.

Uit de tabel kan men opmaken, dat het grote aantal kanalen in de 27,12 MHz citizensband, die zich rondom de radiobesturingskanalen bevinden, storingen kunnen veroorzaken in de ontvanger van ons model.

Hoewel de meeste zenders zwak zijn, kan het toch voorkomen dat op de golflengte waarmee ons model wordt bestuurd, een vreemde zender doordringt en het model hierdoor foutieve manoeuvres maakt. Het is daarom raadzaam om met een controleontvanger te luisteren of onze golflengte rustig is. Zo niet, dan moet men op een andere frequentie overgaan.

Vóór alles raden wij U daarom aan het vrije veld op te zoeken, vér van de bebouwde kom. De apparaten in ziekenhuizen of industrie, die op 27,12 MHz werken, kunnen soms vrij sterke velden produceren, die gemakkelijk onze ontvanger bereiken, en die 0,6% in frequentie kunnen en ook mogen variëren, dat wil zeggen, dat ze in de gehele citizensband kunnen storen.

In de landen, waar 6 kanalen zijn aangewezen, die verspreid liggen tussen 26,995 en 27,255 MHz, met een afstand van 50.000 Hz, kan men vrijwel op alle kanalen gelijktijdig werken, mits goede, selectieve superheterodyne ontvangers worden gebruikt. Men heeft daar een kleurencode ingesteld, waarmee men kenbaar kan maken op welk kanaal wordt gezonden. Daartoe wordt de zendantenne voorzien van een gekleurd vlaggetje, dat volgens onderstaande tabel aangeeft, op welk kanaal de zender werkt.

26,995 MHz	bruin	U.S.A., Nederland e.a.
27,045 MHz	rood	U.S.A., Nederland e.a.
27,095 MHz	oranje	U.S.A., Nederland e.a.
27,105 MHz	wit	
27,115 MHz	wit	
27,125 MHz	wit	Belgie
27,135 MHz	wit	
27,145 MHz	geel	U.S.A., Nederland e.a.

27,195 MHz	groen	U.S.A., Nederland e.a.
27,255 MHz	blauw	U.S.A., Nederland e.a.

De vlag wordt alleen aan de zender gehangen, als het model is uitgerust met een superheterodyne ontvanger, waarvan bekend is, dat de selectiviteit zeer goed is en dus het signaal van zenders op andere kanalen niet doorlaat.

Bij een superregenerative ontvanger, die zeer onselectief is en bijna de gehele citizensband doorlaat, gebruikt men geen vlaggetje. Men geeft hiermee aan, dat andere zenders moeten zijn uitgeschakeld, om moeilijkheden te voorkomen. Tevens is het een waarschuwingsteken voor de anderen, omdat de superregeneratieve ontvanger zelf straalt in een groot frequentiegebied waardoor andere modellen gestoord zouden kunnen worden.

Zendmachtiging

Voor het bedienen van een zender moet men in het bezit zijn van een machtiging. Voor modelbesturing is een collectieve machtiging verleend aan 2 verenigingen: K.N.V.v.L. (Koninklijke Ned. Vereniging voor Luchtvaart) den Haag, J. Israëlsplein 8 en VERON (Vereniging voor Experimenteel Radio-onderzoek) Amsterdam, Postbus 9.

Iedereen die een machtiging voor afstandbesturing wenst, kan hiervan gebruik maken zonder een zendexamen af te leggen. Daartoe dient men een aanvrage in bij de P.T.T. in den Haag. Daar wordt de zender dan eerst gekeurd en hij mag pas in gebruik genomen worden, als een verklaring van goedkeuring is verstrekt. Dit geldt ook voor zenders, die in de handel verkrijgbaar zijn. Sommige fabrieken leveren zenders die niet aan de Nederlandse eisen voldoen! Elke politieambtenaar heeft het recht naar het bewijs van goedkeuring te vragen.

Inlichtingen omtrent zendmachtigingen kunt U aanvragen bij de "Centrale Directie der P.T.T. Radio Controledient, Kortenaerkade 12, den Haag".

Zendereisen

In Nederland moet een zender voor modelbesturing aan de volgende eisen voldoen:

a. De zender moet werken op één van de volgende frequenties: 26,995 - 27,045, 27,095, - 27,145, - 27,195, - 27,225 MHz, met een tolerantie van maximaal 0,005% bij omgevingstemperaturen tussen -10^{o} en $+40\,^{o}C$ en bij afwijkingen van 10% van de nominale waarde van de voedingsspanning.

Een zender met een stabiliteit van 0,005% wil zeggen, dat de frequentie slechts 1350 Hz mag afwijken van één van de bovengenoemde draaggolffrequenties. Deze precisie kan men alleen bereiken, indien de zender door een kristal wordt gestuurd en dan moet de schakeling zodanig zijn, dat werkelijk de frequentie die op het kristal staat aangegeven, wordt uitgezonden.

b. Het zendvermogen mag maximaal 5 watt bedragen.
Onder het zendvermogen verstaat men het gelijkstroomvermogen dat aan de eindtrap wordt toegevoerd. Rekent men het nuttig effekt van de eindtrap op b.v. 40%, dan kan er dus hoogstens 2 watt hoogfrequent energie aan de antenne worden toegevoerd. Zoals we later zullen zien, wil dat nog niet zeggen, dat dit werkelijk wordt uitgestraald. 2 Watt is voor ons doel veel te veel. We hebben gewoonlijk aan 0,3 watt al ruim voldoende.

c. Alleen amplitudemodulatie is toegestaan. Hierbij varieert de draaggolf in sterkte met het ritme van de toon of tonen, die de commando's overbrengen.

d. De maximale bandbreedte mag slechts 12 kHz bedragen.
Zoals reeds eerder werd opgemerkt, bezit een gemoduleerde draaggolf 2 zijbanden. De ene met een frequentie die gelijk is aan de draaggolffrequentie plus de toonfrequentie, de andere met een frequentie die gelijk is aan de draaggolffrequentie min de toonfrequentie. Onder de bandbreedte verstaat men het verschil tussen de 2 zijbandfrequenties. Hieruit volgt dat de maximale modulatiefrequentie slechts 6000 Hz mag zijn. Ook de harmonischen van de modulatiefrequentie moeten beneden deze 6 kHz-grens blijven.

Sommige goedkope zenders zijn uitgerust met een toongenerator, die een blokvormige golf opwekt met vele harmonischen. In dat geval zal de hoogste modulatiefrequentie vér beneden 6000 Hz moeten liggen, wil men voorkomen dat er harmonischen zijn die deze grens overschrijden. Ook overmodulatie kan vervorming veroorzaken, waardoor de zender niet aan de gestelde eisen

zou voldoen. Het is dus zaak, om vóór de keuring eerst na te gaan, of de zender voldoet aan de modulatie-eisen.

In de landen waar de grens voor de maximale modulatiefrequentie hoger ligt dan 6000 Hz, is het probleem der harmonischen niet zo groot.

e. Het stralingsvermogen van de harmonischen van de draaggolf en andere ongewenste trillingen is aan grenzen gebonden en mag hoogstens 1 microwatt (10^{-6} watt) bedragen. Dit is voor een amateur vrijwel niet te meten. Voor de zekerheid doet men daarom het beste, de zender te voorzien van een harmonischen-filter dat alle ongewenste trillingen uitzeeft.

Tabel III Zendereisen per land

	USA	Canada	Engeland	Zweden	Zwitserland	Frankrijk	Duitsland	België	Nederland
Uitgestraald vermogen		3 W	1,5 W		1 W	50 mW			
Gelijkstroomvermogen	3 W	5 W		5 W			5 W	5 W	5 W
Max. modulatiefrequentie	4 kHz	6 kHz		3 kHz	5 kHz	10 kHz	8 kHz		6 kHz xxx)
Max. vermogen aan harmonischen		30 μW		20 μW	8 μW	10 μW	x)		1 μW
Frequentietolerantie	0,01%	0,005%		0,005%	xx)	0,02%	0,005%		0,005%
Max. modulatie diepte									100%

x) Maximum veldsterkte van de harmonischen op 30 m afstand mag 30 μV/m zijn in het vrije veld.

xx) In Zwitserland geeft men een maximum afwijking van de draaggolf op van 5000 Hz plus of min de opgegeven kanaalfrequentie. Dit komt neer op ongeveer 0,02%.

xxx) Neemt daarboven af met 14dB per oktaaf tot een waarde van 4%

Sommige landen geven hogere waarde op, maar zij meten dan het vermogen van de harmonischen, dat aan de antenne wordt toegevoerd. De 1 μwatt, die hier wordt bedoeld is het vermogen, dat werkelijk wordt uitgestraald en dus nog eens aanzienlijk door de filterwerking en het nuttig effekt van de zendantenne is verzwakt. Deze verzwakking kan enkele tientallen malen bedragen. De meetmethode die de Nederlandse PTT toepast is de z.g. substitutiemeting.

Een substitutie meting is een meting waarbij een onbekende uitstraling wordt vergeleken met een bekende. De veldsterkte van de harmonischen van onze zender wordt met een meetontvanger gemeten en daarna wordt met een meetzender dezelfde veldsterkte nagebootst. Het uitgestraalde vermogen van de meetzender kan men aflezen en dat is dan hetzelfde als wat onze zender uitstraalde en moet dus minder zijn dan 1 μW. De proef gebeurt in het vrije veld met een afstand van enkele tientallen meters tussen zender en ontvanger.

f. Voor de voeding mag alleen een zuivere gelijkspanning worden gebruikt, zoals accu's, batterijen, of een goed afgevlakte gelijkgerichte wisselspanning.

HOOFDSTUK 2

SYSTEMEN VAN AFSTANDBESTURING

Ongemoduleerde zenders

In de beginjaren van de afstandbesturing maakte men gebruik van zenders en ontvangers, waarbij het in- en uitschakelen van de draaggolf de enige informatie was, waarmee het model werd bestuurd. De ontvanger, bestaande uit één buis, werkte volgens het superregeneratieve principe (zie deel ontvangers) en vertoonde bij ontvangst van een draaggolf een variatie in stroomverbruik. Hierop reageerde een zeer gevoelig relais, dat op zijn beurt een stuurmotor of escapement in werking stelde.

Dit principe, waarbij de al of niet aanwezigheid van de draaggolf de enige informatie is, wordt tegenwoordig alleen nog toegepast voor besturing op korte afstand (autootjes e.d.), maar is voor boten en vliegtuigen niet voldoende betrouwbaar, omdat er thans te veel storende draaggolven in de lucht zijn. De ontvanger bezit n.l. zijn maximale gevoeligheid als de zender is uitgeschakeld, met het gevolg dat zwakke signalen, afkomstig van vreemde zenders gemakkelijk binnendringen, evenals storingen van aandrijf- of stuurmotoren. Voor besturing op kleine afstanden kan de antenne kort zijn en dan wordt de ontvangst van vreemde signalen vrijwel onmogelijk.

Om de kleine afmetingen en het geringe aantal onderdelen wordt dit systeem nog wel gebruikt voor goocheltrucs of andere grappige effecten.

In de getransistoriseerde superregeneratieve ontvanger treedt niet die stroomvariatie op als in buisontvangers, waardoor het onmogelijk wordt met een ééntransistorontvanger een gevoelig relais te schakelen. Men gaat dan anders te werk en maakt gebruik van het feit, dat deze ontvanger een sterke ruis produceert, als er geen draaggolf wordt ontvangen. De ruis verdwijnt, zodra een draaggolf de ontvanger bereikt. Na versterking wordt de ruis gelijkgericht, waardoor een schakeltransistor in geblokkeerde toestand wordt gehouden. Komt een draaggolf binnen, dan zal, door het wegvallen van de ruis,

de schakeltransistor worden geopend en een relais trekt aan. Dit type ontvanger noemt men "ruisontvanger".

Foto 4 toont een sigarenkist, waarvan het deksel op afstand kan worden geopend.

De eenvoud van het systeem is wel aantrekkelijk, maar de betrouwbaarheid laat veel te wensen over.

Gemoduleerde zenders

Bij de gemoduleerde zenders blijft de draaggolf continu instaan en wordt de informatie overgedragen door een toon, waarmee de draaggolf wordt gemoduleerd. Men bereikt hiermee een grotere betrouwbaarheid en een groter aantal mogelijkheden. Het continu instaan van de draaggolf heeft het voordeel, dat de ontvanger door zijn ingebouwde automatische volumeregeling minder gevoelig wordt en dus minder ontvankelijk voor vreemde zenders en voor stoorsignalen.

Men onderscheidt:

a) éénkanaaltoonzenders,

b) meerkanaaltoonzenders.

Het woord "kanaal" wordt zowel gebruikt voor het radiokanaal in de citizensband waarop de zender is afgestemd, als voor het laagfrequent-toonkanaal voor de overdracht van de informatie.

Eenkanaalzenders

Bij de éénkanaalzenders wordt een commando aan het model gegeven door het inschakelen van een toongenerator, die ongeveer 800 Hz produceert, waarmee de draaggolf wordt gemoduleerd. Wordt geen commando gegeven dan blijft alleen de ongemoduleerde draaggolf instaan.

Met het éénkanaalsysteem kan een enkele ja-nee-informatie worden overgebracht, d.w.z. een relais of een schakeltransistor schakelt een motor of een elektromagneet in of uit. Met de tijdsduur van de puls of met het aantal pulsen kan men tot meerdere funkties komen.

Er zijn diverse ingenieuse systemen in de handel, waarmee dit is te berei-

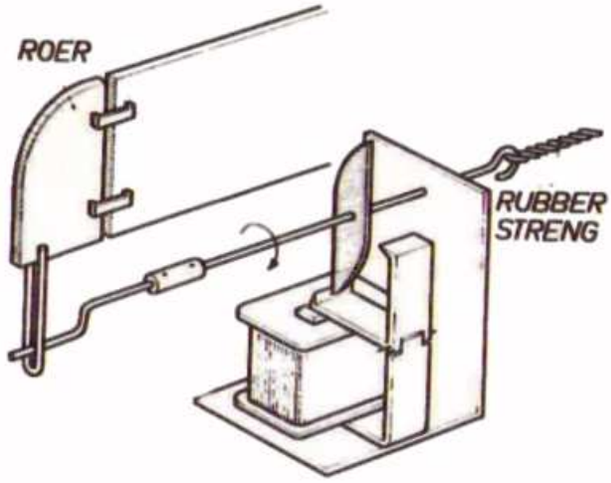


Fig.3 Principe van een escapement

ken. De eenvoudigste bestaan uit een ontsnappingsmechanisme, (in't Engels: escapement) dat in principe lijkt op het échappement van een klok, waar de heenenweergaande slinger steeds een tandje laat schieten. In figuur 3 is het principe van een escapement getekend. De 2-armige pal wordt door een opgewonden rubber streng onder spanning gezet, zodat deze rechtsom wil draaien. Dit wordt door het anker van het relais belemmerd.

Wordt door de zender een toon uitgezonden, dan zal het anker worden aangetrokken en de pal maakt een kwart slag rechtsom, waardoor het roer links uitslaat. Zodra de toon stopt valt het anker weer af en de pal maakt de volgende $\frac{1}{4}$ slag, waardoor het roer weer de stand rechtuit aanneemt. De volgende modulatiepuls laat het roer rechts uitslaan, enzovoort. Dit systeem wordt nog wel in eenvoudige bootjes en zweefvliegtuigjes toegepast.

Er zijn nog andere escapements in de handel, die in plaats van een rubber streng een veermotor of elektromotor hebben voor het doen draaien van een 2-armige pal. Het heeft weinig zin om deze verder te behandelen, omdat de besturing met deze systemen toch vrij primitief is.

De enige typen, die nog veel worden gebruikt, zijn de "Kinematic" en de "Rotomatic". Beiden hebben de mogelijkheid om met één kanaal 6 functies over te brengen (zie fig.4). Op moment T wordt knop K ingedrukt en de draaggolf wordt gemoduleerd. Voordien straalde de zender een **ongemoduleerde draaggolf**

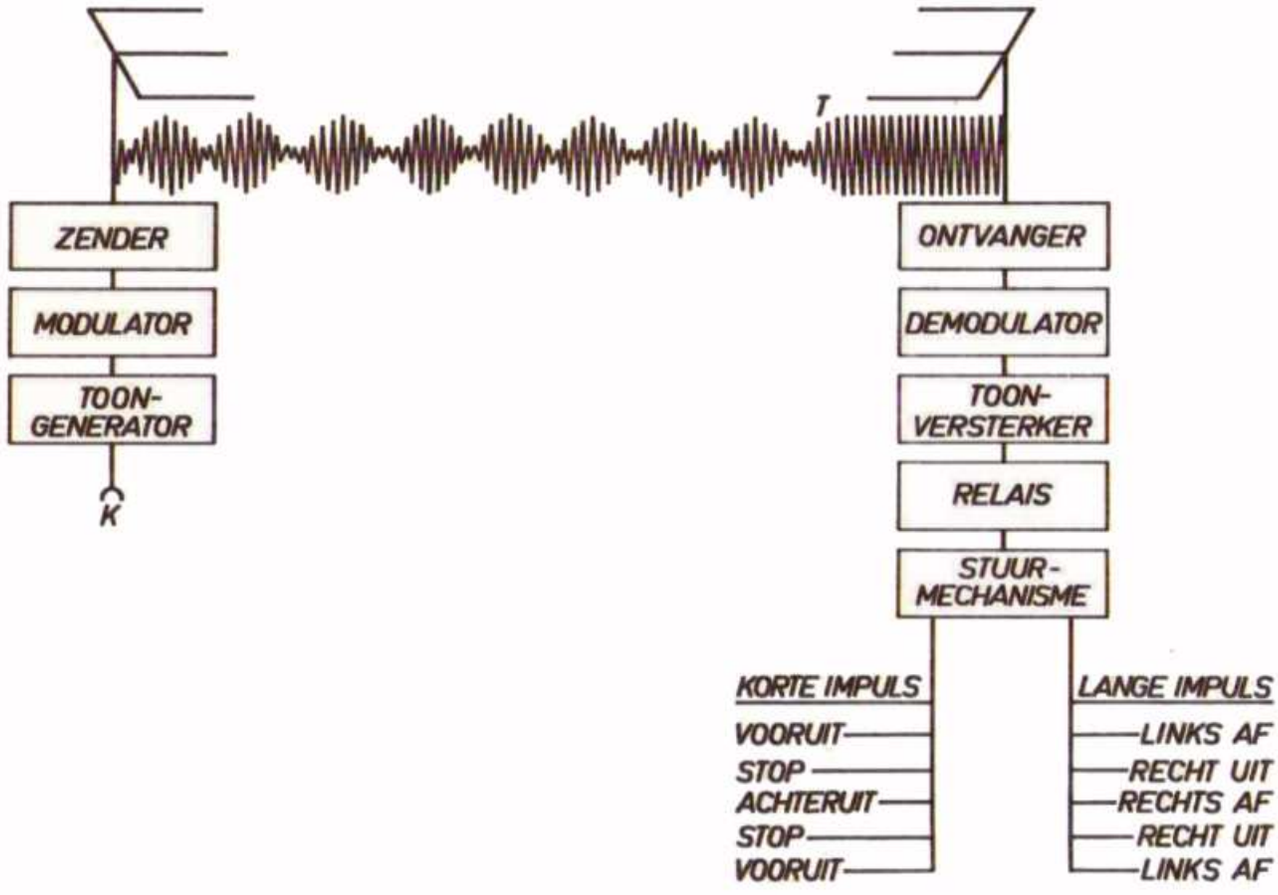


Fig.4 Eénkanaalsysteem voor 6 functies

uit. Wordt de knop kortstondig ingedrukt, dan zal in het stuurmechanisme een schakelwals een kwartslag verdraaien. De aandrijfmotor wordt bij elke puls omgeschakeld, achtereenvolgens van stop op vooruit, weer op stop, dan achteruit, weer stop enz. Lange pulsen hebben tot gevolg dat de stuurmotor gaat draaien en in vaste volgorde het stuur plaatst in de stand rechtsaf, rechtuit, linksaf, rechtuit enz. Deze typen éénkanaalservo's hebben over het algemeen weinig kracht en zijn daarom alleen geschikt voor kleine boten.
In figuur 5 is nog een ander éénkanaalsysteem aangegeven, dat voor besturing nogal onhandig werkt, maar wel voor onbelangrijke commando's kan dienen, zoals claxon, verlichting, reddingsboten, schijnwerpers, vuurwerk, torpedo, rook, enz. In de zender is een telefoonkiesschijf aangebracht, die toonpulsen geeft en in de ontvanger is een stappenrelais, dat bij elke puls een stap maakt. Het aantal pulsen bepaalt dus wat er gaat gebeuren.

Het blijkt wel, dat bij de éénkanaalbesturing de zender eenvoudig is, maar

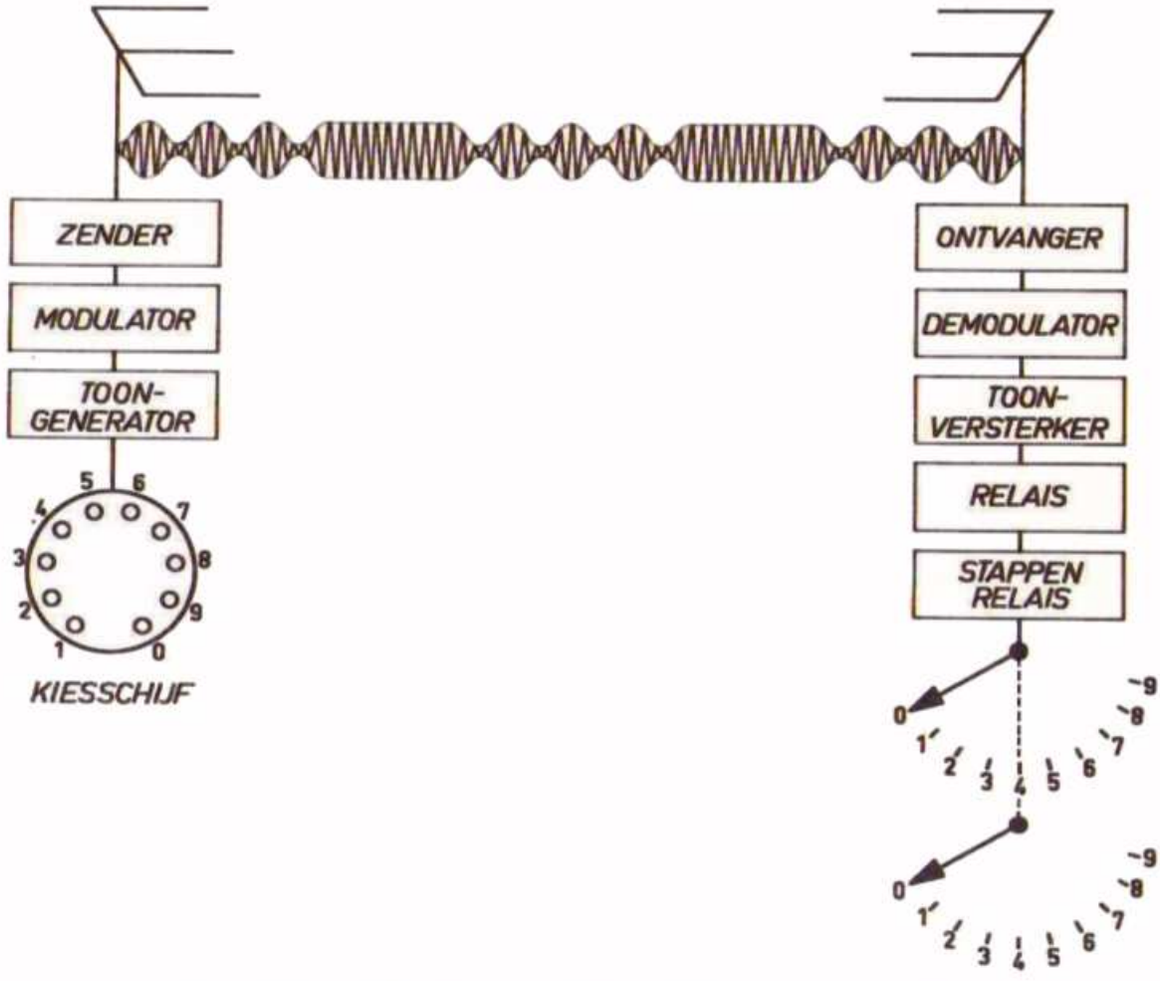


Fig.5 Eénkanaalsysteem met kiesschijf en stappenrelais

dat de ontvanger met toebehoren, hoewel elektronisch ook eenvoudig, elektromechanisch nogal gecompliceerd is. Daarbij komt nog dat de besturing veel oefening vereist en de kans op vergissingen groot is. Omdat men aan een bepaalde volgorde vast zit moet men altijd onthouden, wat de laatste manoeuvre is geweest. Het is bijna onmogelijk om blindelings te sturen, want als een stuurcommando een keer niet goed is doorgekomen, dan schuiven alle volgende commando's op en het model reageert precies verkeerd. Men gebruikt het dan ook bij voorkeur alleen als de afstand niet te groot is en het model constant geobserveerd kan worden. Voor kleine boten werkt het principe van figuur 4 over het algemeen vrij goed en wordt het veel toegepast, maar voor vliegtuigen is het niet aan te bevelen.

Vroeger gebruikte men wel voor vliegtuigen combinaties van dit soort systemen, waarmee men het richtingroer, het hoogteroer en zelfs de motorsnel-

heid kon bedienen. In de praktijk bleek al gauw dat het risico op foute manoeuvres te groot was ondanks de extra voorzorg, die men nam door het hoogteroer zodanig aan te sluiten, dat alleen stijgen mogelijk was, waardoor het gevaar werd uitgesloten, dat het toestel in een duikvlucht geraakte. Men regelde de neutrale stand van het hoogteroer zodanig af, dat bij volle motorsnelheid het toestel iets steeg en dat bij half gas het toestel langzaam daalde.

Voor soepele en betrouwbare besturing gaat men liever over op een meerkanalensysteem.

Meerkanalenzenders

Met weinig kosten méér kan men de besturing bedrijfszekerder maken indien met meerdere kanalen wordt gewerkt. De bediening wordt er eenvoudiger van en de bewegingen van het model verlopen meer natuurgetrouw.

Bij deze zenders wordt elke functie door een toon van bepaalde frequentie vertegenwoordigd. Meestal wordt er maar één toon tegelijk uitgezonden, zodat dan ook slechts één beweging tegelijk kan plaatsvinden. De zender is dan uitgerust met één toongenerator, die op verschillende tonen kan worden afgestemd. In de uitgebreide installaties voor vliegtuigen met 8 of 10 kanalen is het mogelijk om 2 of zelfs 3 bewegingen gelijktijdig uit te voeren. De zender wordt dan gemoduleerd met 2 of 3 tonen tegelijk (simultaanbesturing). Er zijn dan 2 of 3 toongeneratoren in de zender aanwezig, die op hun beurt weer op verschillende frequenties kunnen worden afgestemd. Wordt met een knop of een handel een kanaal ingeschakeld, dan zal de toongenerator een bepaalde toon produceren, waarmee de draaggolf wordt gemoduleerd. In de ontvanger wordt de toon door een demodulator of detector (verklikker) weer van de draaggolf gescheiden en hij wordt daarna een filtersysteem binnengeleid. Hier worden de tonen naar hun frequentie geselecteerd en naar de juiste schakeltransistor of het juiste relais gevoerd, welke daarna op zijn beurt de betreffende stuurmotor inschakelt. Vanzelfsprekend worden er zeer hoge eisen gesteld aan de toonfilters in de ontvanger. Al naar gelang het type toonfilter kiest men de afstand tussen de frequenties der verschillende tonen. Er zijn 2 soorten filters, die voor dit

doel in aanmerking komen en die beide hun specifieke eigenschappen bezitten. Dit zijn a. mechanische filters

b. elektrische filters

Ofschoon het onderwerp "filters" in het deel "Ontvangers" thuis hoort, zullen we toch in grote trekken hun belangrijkste eigenschappen behandelen, aangezien de keuze van de modulatiefrequenties in de zender afhankelijk is van het type filter in de ontvanger.

Mechanische filters

Deze staan bekend onder de naam tongenrelais of reed-relais (reed = rietje). Ze bestaan uit een aantal tongetjes, die ieder een eigen resonantiefrequentie bezitten en die door een elektromagneet in trilling worden gebracht. Komt er een toonfrequente wisselstroom in de spoel, dan zal dat veertje of tongetje gaan trillen, waarvan de eigen resonantiefrequentie overeenkomt met de frequentie van de toon. Alle andere veertjes blijven rustig.

Het trillende veertje raakt een contact, dat zich op korte afstand van dit veertje bevindt. Er zal een stroom vloeien, die wel is waar in hoog tempo wordt onderbroken, maar die toch in staat is, een relais te bekrachtigen, of een transistor te openen. Voor een 12-kanaalsysteem b.v. heeft men 12 tongen, die ieder de taak hebben een relais of een transistor te activeren, welke op zijn beurt weer de juiste stuurmotor of elektromagneet bedient.

Het tongenrelais wordt veel toegepast vanwege de kleine afmetingen, het geringe gewicht en het grote selectievermogen. Het frequentieverschil tussen 2 opeenvolgende tongetjes ligt meestal tussen de 6 en 10%. Men kan tussen 250 en 1000 Hz gemakkelijk 12 kanalen onderbrengen.

Deze grote selectiviteit van het tongenrelais (1 à 2%) vergt een grote stabiliteit van de toongenerator in de zender, zodat deze met frequentie-stabiele onderdelen moet zijn uitgerust. Een kleine afwijking kan een naburig tongetje in trilling brengen, waardoor een verkeerde servomotor wordt ingeschakeld. In de handel zijn tongenrelais verkrijgbaar met 4 tot 12 tongen.

Het tongenrelais heeft het bezwaar, dat het gevoelig is voor mechanische

trillingen, - alhoewel dit in de praktijk erg meevalt - en dat de contacten vuil kunnen worden door oxydatie t.g.v. vonkvorming. Voor een groot aantal kanalen (6-12) is het meestal goedkoper dan de elektrische filtering, terwijl voor een gering aantal kanalen voordeliger met elektrische filters kan worden gewerkt.

Elektrische filters

De laatste jaren maakt men hoe langer hoe meer gebruik van elektrische filters, die, door de toepassing van de moderne magnetische materialen (ferroxcube) met geringe verliezen voor wisselende magnetische velden een vrij groot selectievermogen bezitten. Een ontvanger, uitgevoerd met veel elektrische filters, is misschien wel wat kostbaarder dan een met een tongenrelais, maar voor degenen die zelf bouwen is het maken van elektrische filters gemakkelijker dan van een tongenrelais.

Sommige fabrikanten brengen installaties in de handel, met elektrische filtercircuits die uit blokjes zijn opgebouwd (b.v. Grundig). Er is dan een centraal ontvangerblokje dat kan worden gekoppeld met één of meer filterblokjes, die ieder 2 kanalen voor hun rekening nemen.

Men kan op deze wijze een installatie met 2 kanalen beginnen en gemakkelijk uitbreiden tot 8 of zelfs tot 10 kanalen. De blokjes kan men met schroeven tegen elkaar monteren en daarna met de betreffende servomotoren verbinden. In Nederland zijn niet alle blokjes bruikbaar omdat de modulatiefrequenties van de laatste 2 kanalen (6350, en 7150 Hz) hoger liggen dan de door de P.T.T. toegestane frequentie van 6000 Hz. Er zijn dan nog maar 8 kanalen van te gebruiken.

De elektrische filters zijn niet zo selektief als de mechanische, zodat de toonfrequenties wat verder uit elkaar moeten liggen; voor de onderlinge afstand neemt men 20 à 25% aan.

In Nederland gebruikt men het frequentiegebied van 800 - 6000 Hz. Daarbinnen kan men vrij safe werken met 8 kanalen, hoewel men toch ook wel tot 10 kanalen gaat.

Stuurmotoren

Het onderwerp "Stuurmotoren" hoort eigenlijk ook thuis in deel II, evenals de filters maar het is toch nuttig om dit nu al vast in grote lijnen te behandelen, omdat de zender nu eenmaal aangepast moet worden aan de uitwerkingen in het model. De stuurmotoren of servo's voor meerkanaalsystemen zijn te verdelen in 3 typen:

a. zelfneutraliserende 2-kanalenservomotoren
b. niet zelfneutraliserende 2-kanalenservomotoren
c. 1-kanaalservo's, die meestal aan een vaste volgorde zijn gebonden en die veel worden gebruikt voor het schakelen op vooruit, achteruit en stop; dan is het een soort 4-standenschakelaar. Ze kunnen ook gebruikt worden om een gasschuif te bedienen, een regelweerstand te verdraaien of b.v. een landingsgestel te laten zakken.

De servo bestaat uit een elektromotor met een tandradvertraging, waaraan een hefboom is gekoppeld, die het roer beweegt. Bij de 2-kanalenservo's kan de motor worden ingeschakeld door 2 relais of 2 schakeltransistors, waarvan de ene het motortje linksom laat lopen en de andere rechtsom, afhankelijk van het kanaal, dat wordt ingeschakeld.

Bij de zelfneutraliserende servo's is een inrichting aangebracht die, zodra het kanaal wordt uitgeschakeld de motor in zijn neutrale stand terugzet. Dit kan mechanisch gebeuren door een veer, of elektrisch door een soort schakelwals, die de stroom van de motor in omgekeerde richting stuurt als het relais afvalt. De schakelwals wordt tevens gebruikt om de stroom uit te schakelen, als één van de uiterste standen is bereikt (zie deel II).

Bij de mechanische zelfneutraliserende servo blijft de motor in de uiterste stand doordraaien. Een slipkoppeling voorkomt dan het vastlopen van de motor in één van de uiterste standen. De niet zelfneutraliserende servo's behouden de stand, waarin de servo staat, op het moment van uitschakelen van het betreffende kanaal.

Toepassing van de meerkanalenzenders

We zullen nu overgaan tot het geven van een overzicht van wat men met de meerkanalensystemen kan doen.

Zoals reeds ter sprake kwam, zijn we met de meerkanalensystemen niet meer aan een vaste volgorde gebonden, hoewel toch vaak nog éénkanaalservo's worden gebruikt voor wat minder belangrijke funkties. Dit komt vooral voor bij systemen met weinig kanalen waarbij sommige kanalen, wil men de besturing compleet hebben, extra worden uitgebuit.

In het overzicht staat achter de funkties van de diverse kanalen aangegeven, welk type servo in het model wordt bediend. Het type wordt verder nog aangeduid met een nummer, dat in een tabel voorkomt in deel II.

Tweekanalensysteem

Kanaal 1 = stuur links
Kanaal 2 = stuur rechts

} in de ontvanger wordt een zelfneutraliserende 2-kanalenservo (Type NR9, deel II) bediend.

Dit systeem geeft eigenlijk alleen de mogelijkheid tot het bedienen van één stuurmotor.

Meestal wordt dan een zelfneutraliserende servo gebruikt, die door kanaal 1 linksaf, en door kanaal 2 rechtsaf stuurt. Wordt geen signaal gegeven dan staat de servo in zijn middenstand (rechtuit).

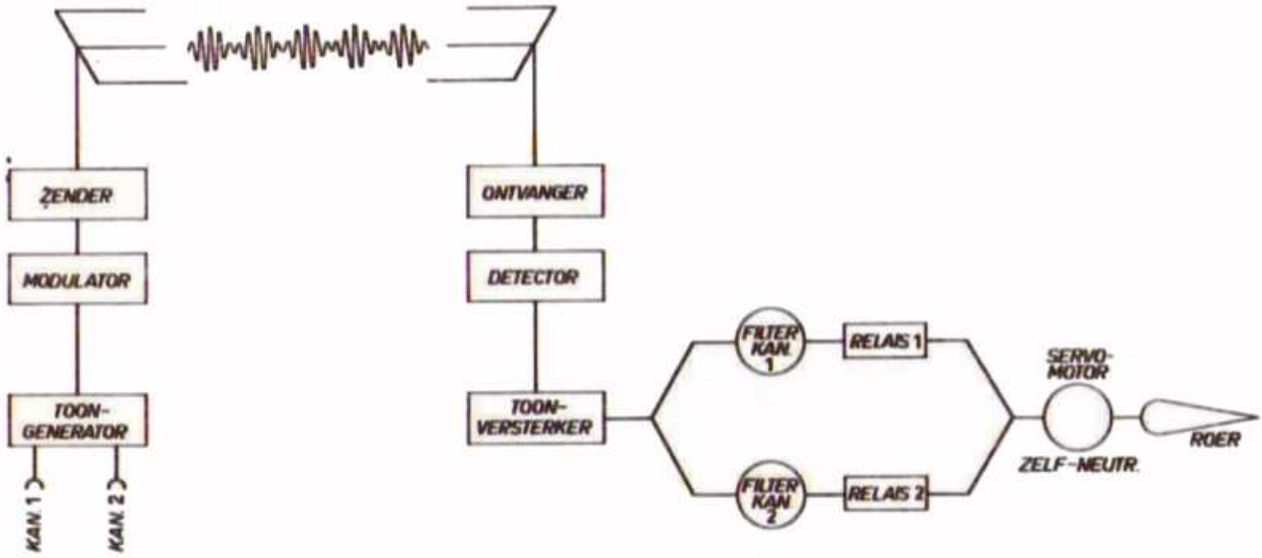


Fig.6 Tweekanalensysteem

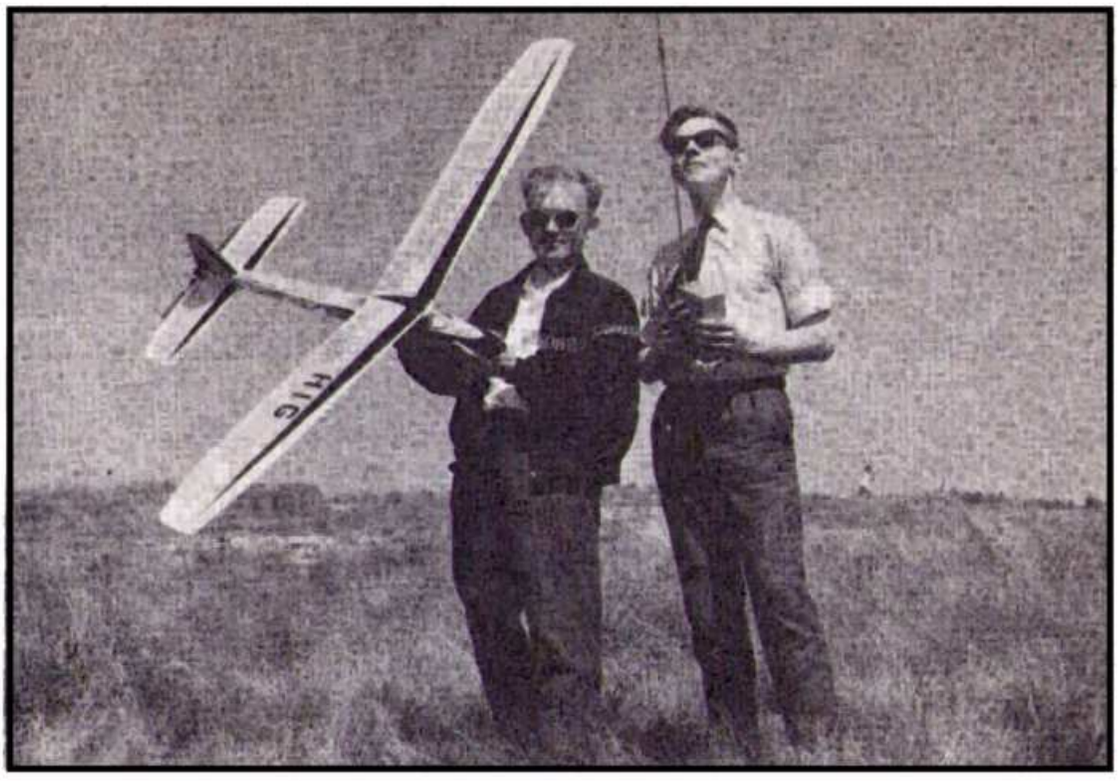


Foto 7 Zweefmodel van de heer Huisman. Het wordt bestuurd door een tweekanalenzender. Tijdens het optrekken komt de trekhaak iets naar voren, waardoor het hoogteroer in de stand stijgen komen te staan.

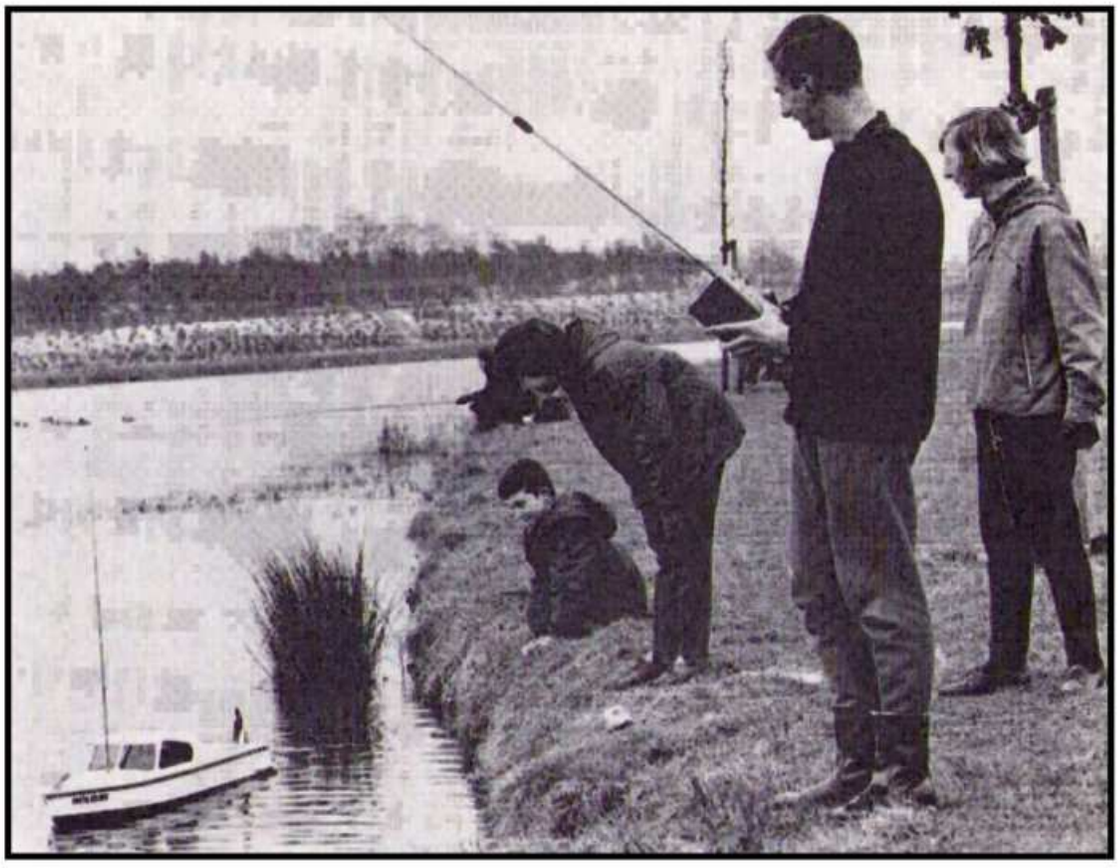


Foto 8 De boot "Holiday" is ongeveer 1,25 m lang en wordt bestuurd door een vijfkanalenzender volgens het schema van fig. 80. Twee kanalen dienen voor links en rechts, twee voor vooruit en achteruit en één voor stop.

Foto 9 Vooraanzicht van de vijfkanalenzender van fig. 80.

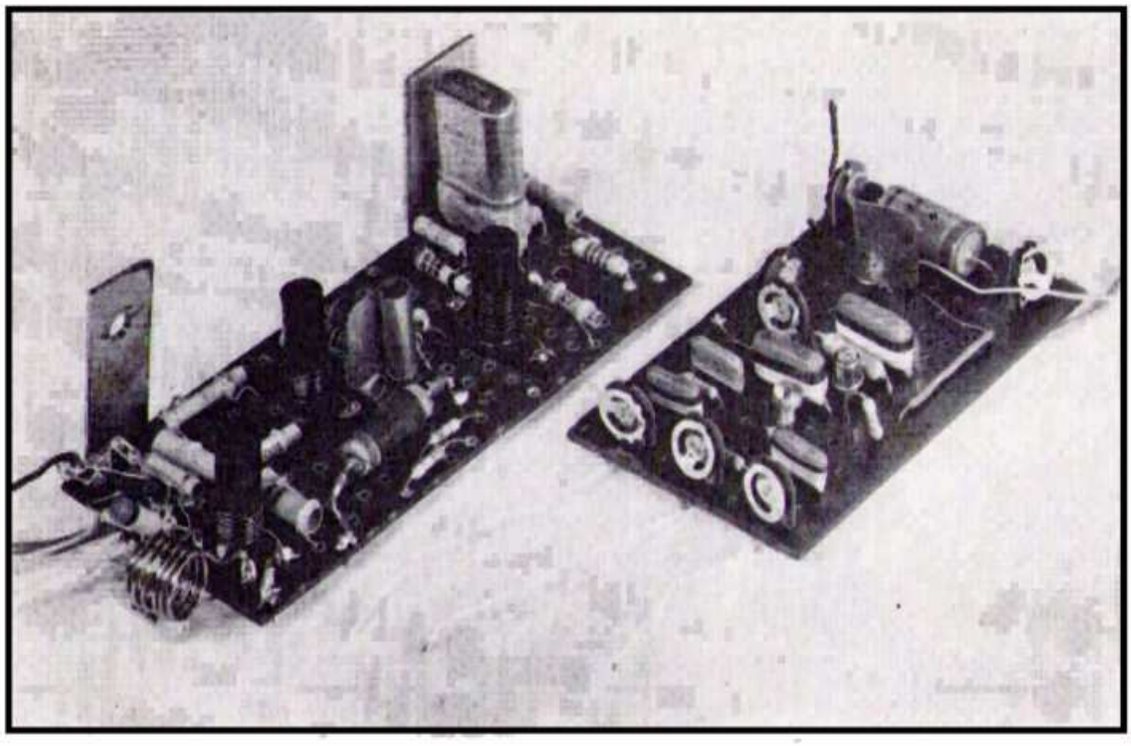


Foto 10 Het inwendige van de vijfkanalenzender van foto 9. Links het hoogfrequent deel en rechts de toongenerator met modulatortrap.

Het tweekanalensysteem biedt niet de mogelijkheden vooruit, achteruit en stop, tenzij men zijn toevlucht neemt tot kunstgrepen en met pulsen werkt, zoals dit gebeurde bij de éénkanaalsystemen. Daarom wordt het meestal gebruikt bij het besturen van zeilboten of eenvoudige zweefvliegtuigen, waarbij een achteruit ontbreekt.

Toch past men het ook wel toe voor motorvliegtuigen, die met volgas iets stijgen en dan boven blijven tot de brandstof op is, waarna ze in glijvlucht naar beneden worden geloodst.

Driekanalensysteem

Voor auto's en boten:

Kanaal 1 = stuur links
Kanaal 2 = stuur rechts
} zelfneutraliserende 2-kanalenservo no. 9

Kanaal 3 = langzaam vooruit
vooruit
stop
achteruit
stop
} 1-kanaalservo met 5-standenschakelaar no.8 (de vaste volgorde is over het algemeen geen bezwaar)

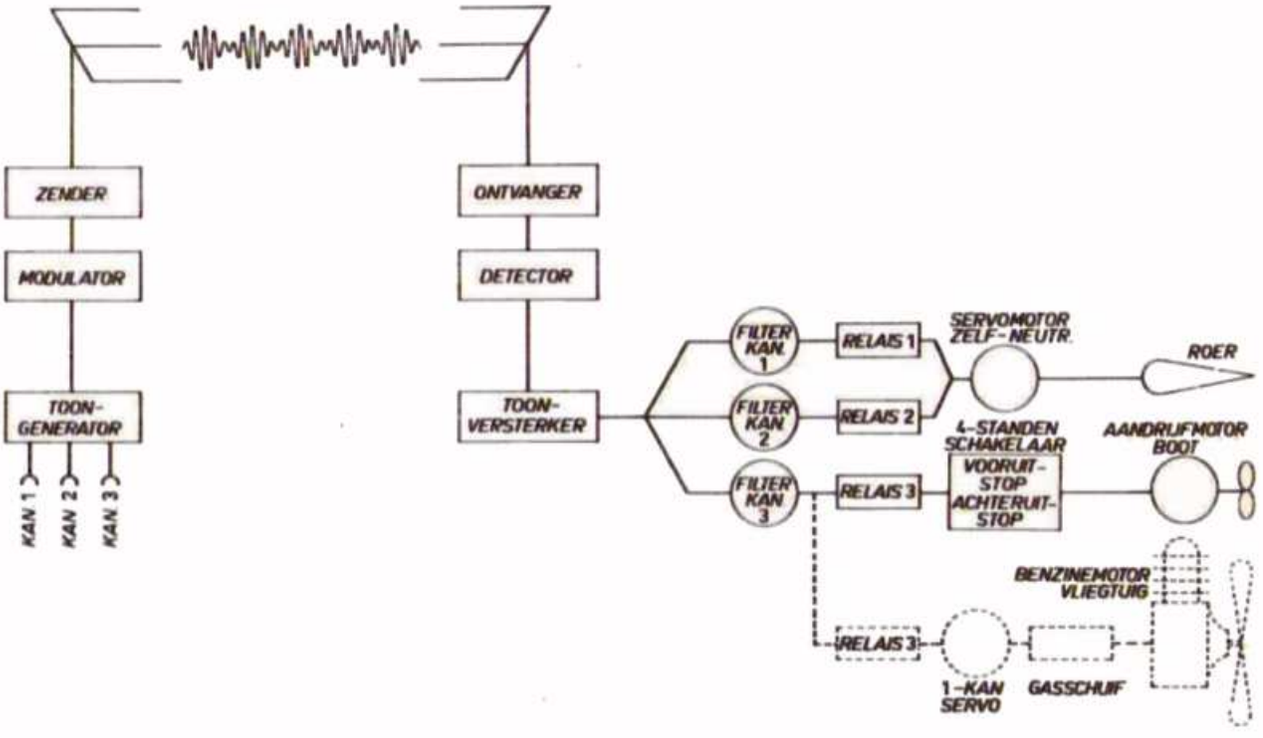


Fig.7 Driekanalensysteem

Voor vliegtuigen:

Kanaal 1 = stuur links of ailerons links
Kanaal 2 = stuur rechts of ailerons rechts } zelfneutraliserende 2-kanalen-servo no. 9

Kanaal 3 = vol gas
half gas } 1-kanaalservo met 2 gefixeerde eindstanden no. 7

Bij vliegtuigen wordt door de kanalen 1 en 2 meestal alleen het richtingroer bediend. Het model moet dan wel goed stabiel zijn! De juiste helling in de bocht komt dan zonder ailerons vanzelf tot stand. Omgekeerd kan men met de 2 kanalen ook alleen de ailerons bedienen: de bocht komt dan vanzelf tot stand als het vliegtuig in helling wordt gelegd. In de praktijk blijkt, dat van alle bestaande modellen ongeveer 98% met het roer alleen wordt bestuurd en 2% met ailerons alleen. Een combinatie komt zeer zelden voor, omdat de constructie te moeilijk is. Daarbij komt nog, dat de vleugel demonteerbaar moet zijn en zelfs los moet gaan (knock off) bij een foute landing of een crash. Daarom zijn mechanische koppelingen tussen hoogteroer en ailerons te lastig. Men gaat dan liever over op 5 kanalen.

Met het derde kanaal kan het gas geregeld worden. Met een 1-kanaalservo kan de gasschuif in de standen half gas en vol gas worden geplaatst. Het vliegtuig moet zódanig getrimd zijn, dat het bij vol gas stijgt en bij half gas daalt. De servo is zodanig uitgevoerd, dat bij 1 x drukken en weer loslaten vol gas wordt gegeven en bij wéér drukken en loslaten naar half gas wordt teruggeregeld. Het 3-kanalensysteem wordt vrij veel door beginners gebruikt, omdat het ontbreken van de hoogteroer-bediening de kans op duikvluchten sterk vermindert.

Vierkanalensysteem

Voor auto's en boten:

Kanaal 1 = stuur links
Kanaal 2 = stuur rechts } zelfneutraliserende 2-kanalenservo (nr. 9)

Kanaal 3 = vooruit - stop - achteruit - stop: 4-standenschakelaar (nr. 8)

Kanaal 4 = snel - langzaam : 1-kanaalservo (nr. 7)

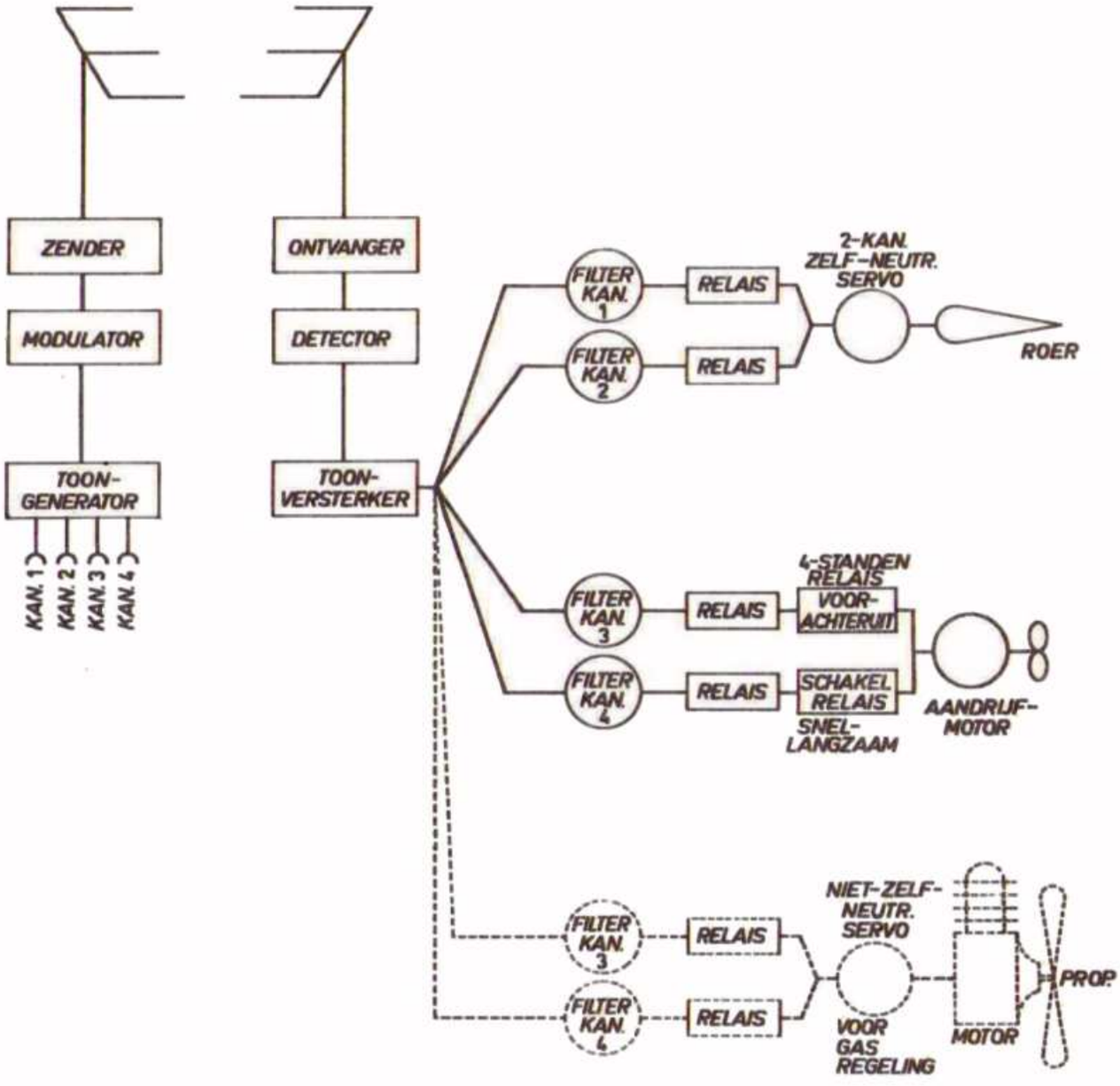


Fig.8 Vierkanalensysteem

Voor vliegtuigen:

Kanaal 1 = roer links of ailerons links
Kanaal 2 = roer rechts of ailerons rechts
} zelfneutraliserende 2-kanalen-servo (nr.9)

Kanaal 3 = gas geven
Kanaal 4 = gas terugnemen
} niet zelfneutraliserende 2-kanalenservo (nr.10)

Nu zijn voor vol en half gas 2 kanalen beschikbaar, zodat met behulp van een niet-zelfneutraliserende 2-kanalenservo alle tussenstanden mogelijk zijn en de motor tijdens de vlucht zodanig kan worden geregeld, dat het vliegtuig

zuiver horizontaal vliegt. Het toestel moet dan zodanig getrimd zijn dat het bij vol gas iets stijgt en bij half gas iets daalt. Vaak gebruikt men 2 toongeneratoren. zodat richting en gas tegelijk kunnen worden bediend.

Zeilboten:

Het 4-kanalensysteem geeft een zeer bruikbare besturing van zeilboten. waarbij zowel het roer als de zeilen door 2-kanalenservo's worden bediend.

Het aantrekken van de schoten vraagt veel kracht. Men moet er dus wel rekening mee houden dat de servo geschikt moet zijn om een kracht te ontwikkelen van enkele kilogrammen. Eventueel is dit te bereiken met een extra vertraging; de tijd. waarin het zeil moet worden aangehaald moet bij voorkeur niet langer zijn dan 8 seconden.

In scheepsmodellen die uitgerust zija met verbrandingsmotoren worden de kanalen 3 en 4 gebruikt om de stand van de schroefbladen te wijzigen, met behulp van een niet zelfneutraliserende servo, zodat hiermee, al varende, de snelheid van de boot kan worden geregeld en zelfs de richting worden omgekeerd. De fa. Robbe brengt een dergelijke omkeerschroef met as en lagering in de handel (bestelnr. 4135).

Vijfkanalensysteem

Voor auto's en boten:

Kanaal 1 = links af
Kanaal 2 = rechts af
} Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.9)

Kanaal 3 = vooruit - stop - achteruit — Eénkanaalservo (nr.7) met omschakelset of 4-standenschakelaar (nr.8)

Kanaal 4 = sneller
Kanaal 5 = langzaam
} Niet zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.10) plus regelaar (nr.11)

Wanneer men gebruik maakt van een niet zelfneutraliserende 2-kanalenservo wordt de snelheidsregeling zeer eenvoudig. Kanaal 4 regelt de servo naar volle snelheid en kanaal 5 regelt naar snelheid 0. Dit gebeurt met behulp van een regelweerstand in serie met de aandrijfmotor (regelaar nr.11).

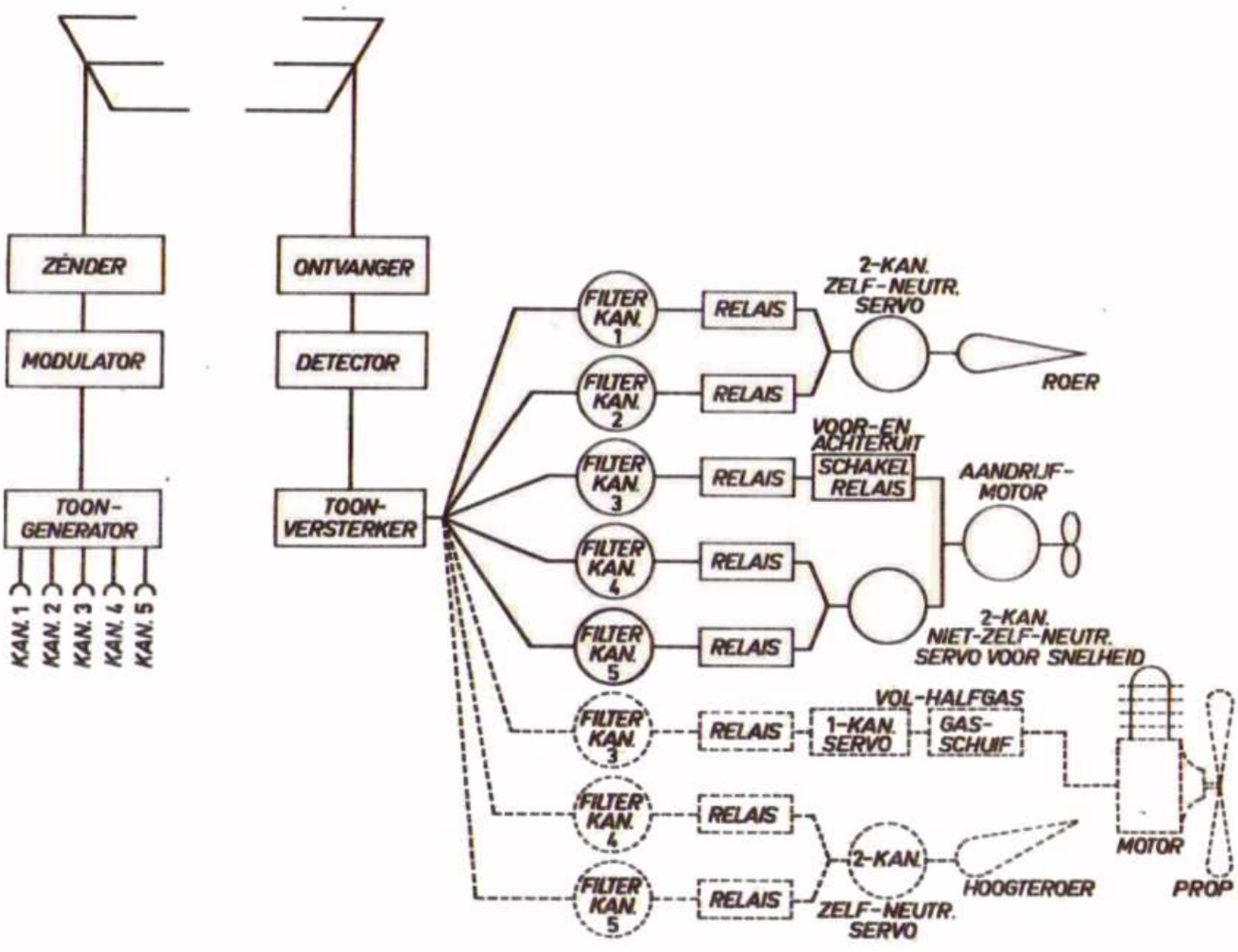


Fig.9 Vijfkanalensysteem

Voor vliegtuigen:

Kanaal 1 = roer of ailerons links
Kanaal 2 = roer of ailerons rechts } Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.9)

Kanaal 3 = vol gas - half gas **Eenkanaalservo** met 2 gefixeerde eindstanden (nr.7)

Kanaal 4 = hoogteroer omhoog
Kanaal 5 = hoogteroer omlaag } Zelfneutr. 2-**kanalenservo** (nr.9)

Kanaal 3 bedient een éénkanaalservo met 2 uiterste standen voor vol en half gas. Een tussenstand is niet mogelijk.

Zeskanalensysteem

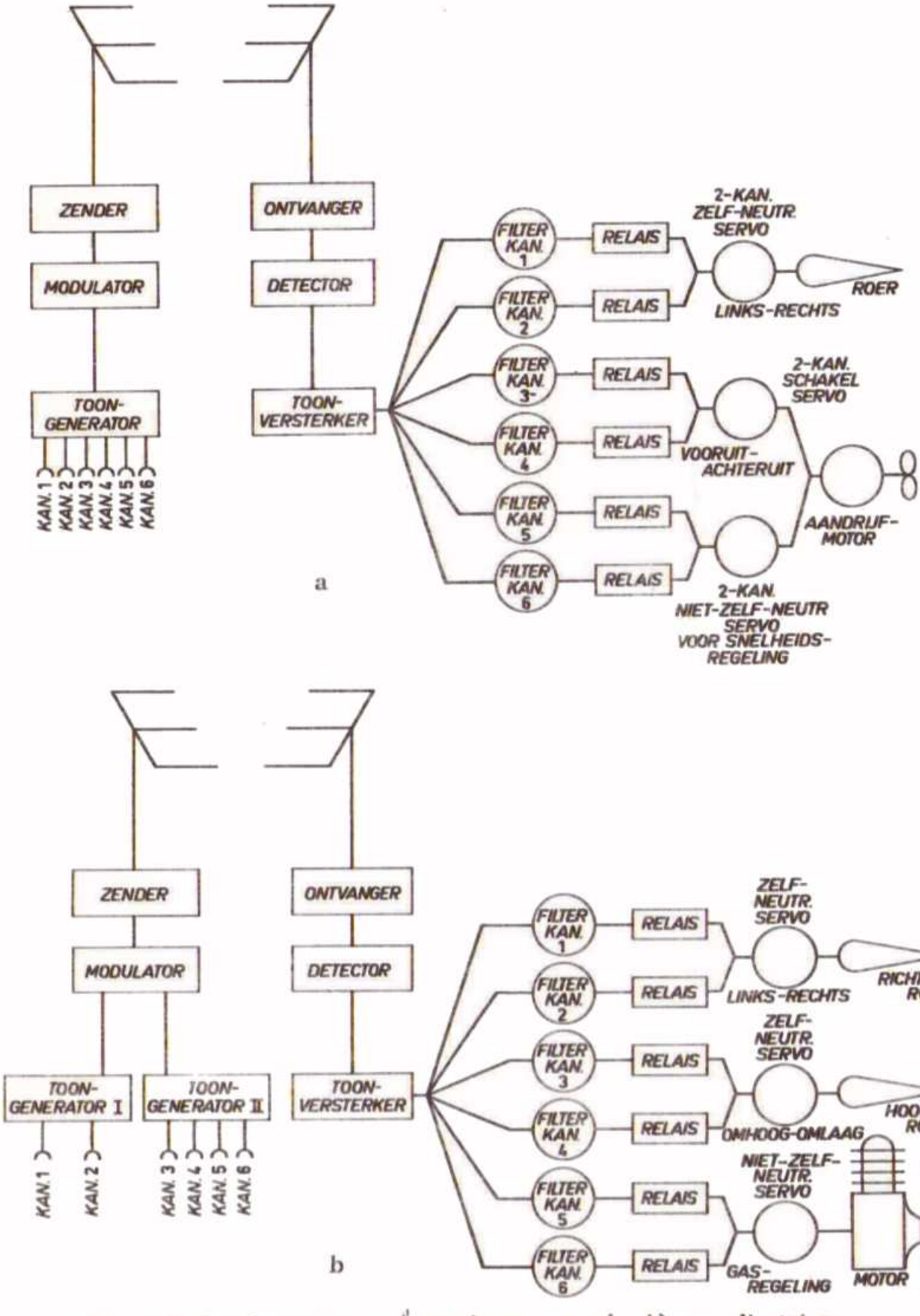


Fig.10 Zeskanalensysteem. a) voor boten en auto's, b) voor vliegtuigen

Voor auto's en boten:

Kanaal 1 = links af
Kanaal 2 = rechts af
} Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.9)

Kanaal 3 = vooruit
Kanaal 4 = achteruit
} Niet zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.10) met omschakelunit

Kanaal 5 = sneller
Kanaal 6 = langzamer
} Niet zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.10) met regelweerstand (nr.11)

Voor vliegtuigen: (fig.10b)

Kanaal 1 = roer links of ailerons links
Kanaal 2 = roer rechts of ailerons rechts
} Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.9)

Kanaal 3 = hoogteroer omhoog
Kanaal 4 = hoogteroer omlaag
} Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.9)

Kanaal 5 = gas geven
Kanaal 6 = gas terugnemen
} niet zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.10)

Het zeskanalensysteem geeft voor auto's en boten een volmaakte besturing. Men heeft hier niet te maken met éénkanaalservo's, die het bezwaar hebben, dat men naar het model moet kijken of luisteren om te controleren, in welke stand de snelheidsregeling staat. Men kan nu blindelings een bepaalde stand commanderen, omdat immers de uitwerking niet meer afhankelijk is van de stand, afkomstig van het voorgaande commando.

Bij grote zeilboten gebruikt men de 6 kanalen voor roer, grootschoot en fokkeschoot. Voor de bediening van vliegtuigen geeft het zeskanalensysteem nog niet alle mogelijkheden. Een horizontale rol kan nog niet worden gemaakt. Wel kan men alle mogelijke duikvluchten en loopings uitvoeren.

Achtkanalensysteem

Voor vliegtuigen: (fig.11)

Kanaal 1 = roer links
Kanaal 2 = roer rechts
} Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr.9)

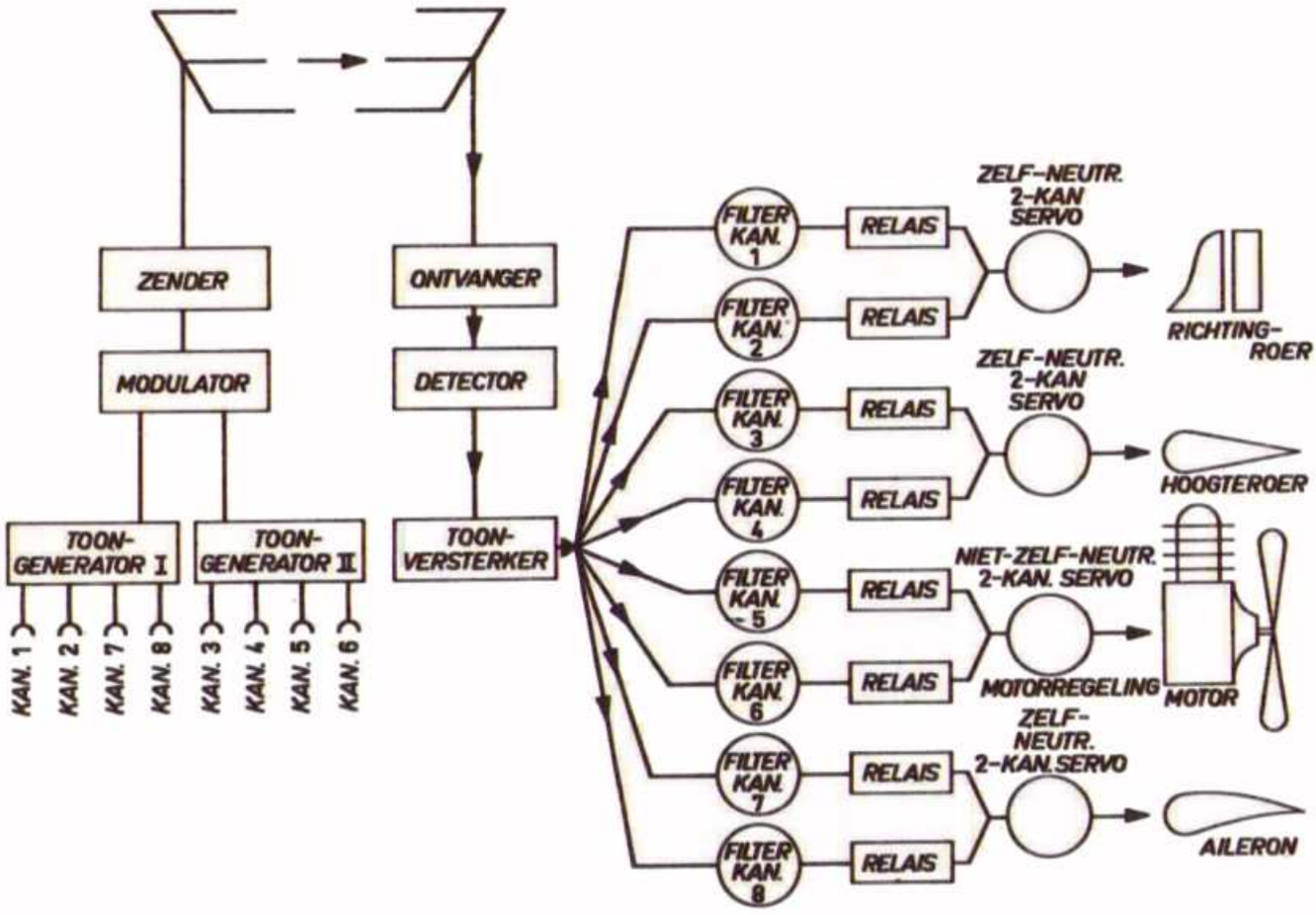


Fig.11 Achtkanalensysteem voor vliegtuigen

Kanaal 3 = hoogteroer omhoog
Kanaal 4 = hoogteroer omlaag } Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr. 9)

Kanaal 5 = gas geven
Kanaal 6 = gas terugnemen } Niet zelfneutr. 2-kanalenservo (nr. 10)

Kanaal 7 = aileron links
Kanaal 8 = aileron rechts } Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr. 9)

De ailerons worden nu afzonderlijk bediend door een zelfneutraliserende 2-kanalenservo, zodat het aantal mogelijkheden uitgebreid wordt met een horizontale rol.

Voor het maken van een bocht zou het ideaal zijn om het richtingroer en de ailerons tegelijk in aktie te laten komen, maar dit eist een gelijktijdig pulsen van 2 knoppen hetgeen voor de beste piloot nog bijna niet te doen is. Vandaar, dat men de ailerons en het richtingroer op dezelfde toongenerator zet en de

tweede toongenerator voor hoogteroer en gas reserveert. Men kan dus richtingroer + hoogteroer of ailerons + hoogteroer tegelijk bedienen.

Men kan met het 8-kanalensysteem vrijwel alle stunts uithalen, hoewel rugvliegen nog erg moeilijk gaat. Het toestel vliegt dan niet horizontaal, zodat men steeds de hoogte moet bijregelen. Daarom, als men toch al eenmaal zover is gevorderd, gaat men meestal over op een systeem met minstens 10 kanalen, waarbij het hoogteroer tijdens de vlucht kan worden getrimd.

Over boten en auto's hoeven we nu niet verder uit te weiden. Met 6 kanalen zijn deze volmaakt bestuurbaar. Extra kanalen kunnen voor allerlei grapjes worden gebruikt zoals claxon, verlichting, reddingboten, anker, rookontwikkeling e.d., maar dit kunnen we beter aan Uw eigen fantasie overlaten.

Tien- en twaalfkanalensystemen

Voor vliegtuigen:

Kanaal 1 = richtingroer links Kanaal 2 = richtingroer rechts	Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr. 9)
Kanaal 3 = hoogteroer omhoog Kanaal 4 = hoogteroer omlaag	Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr. 9)
Kanaal 5 = gas geven Kanaal 6 = gas terugnemen	Niet zelfneutr. 2-kanalenservo (nr. 10)
Kanaal 7 = aileron links Kanaal 8 = aileron rechts	Zelfneutr. 2-kanalenservo (nr. 9)
Kanaal 9 = "op" trim hoogteroer Kanaal 10 = "neer" trim hoogteroer	Niet zelfneutr. 2-kanalenservo (nr. 10)
Kanaal 11 = landingsgestel in	Eénkanaalservo met 2 gefixeerde eindstanden (nr. 7)
Kanaal 12 = reddingparachute	Eénkanaalservo (nr. 7)

De kanalen 9 en 10 zijn bestemd voor het trimmen van het hoogteroer. Dit is een soort fijnregeling van de middenstand van het hoogteroer; tijdens de vlucht kan de neutrale stand worden bijgeregeld, zodat het toestel zuiver horizontaal vliegt. De bediening gebeurt door een niet zelfneutraliserende 2-kanalenservo,

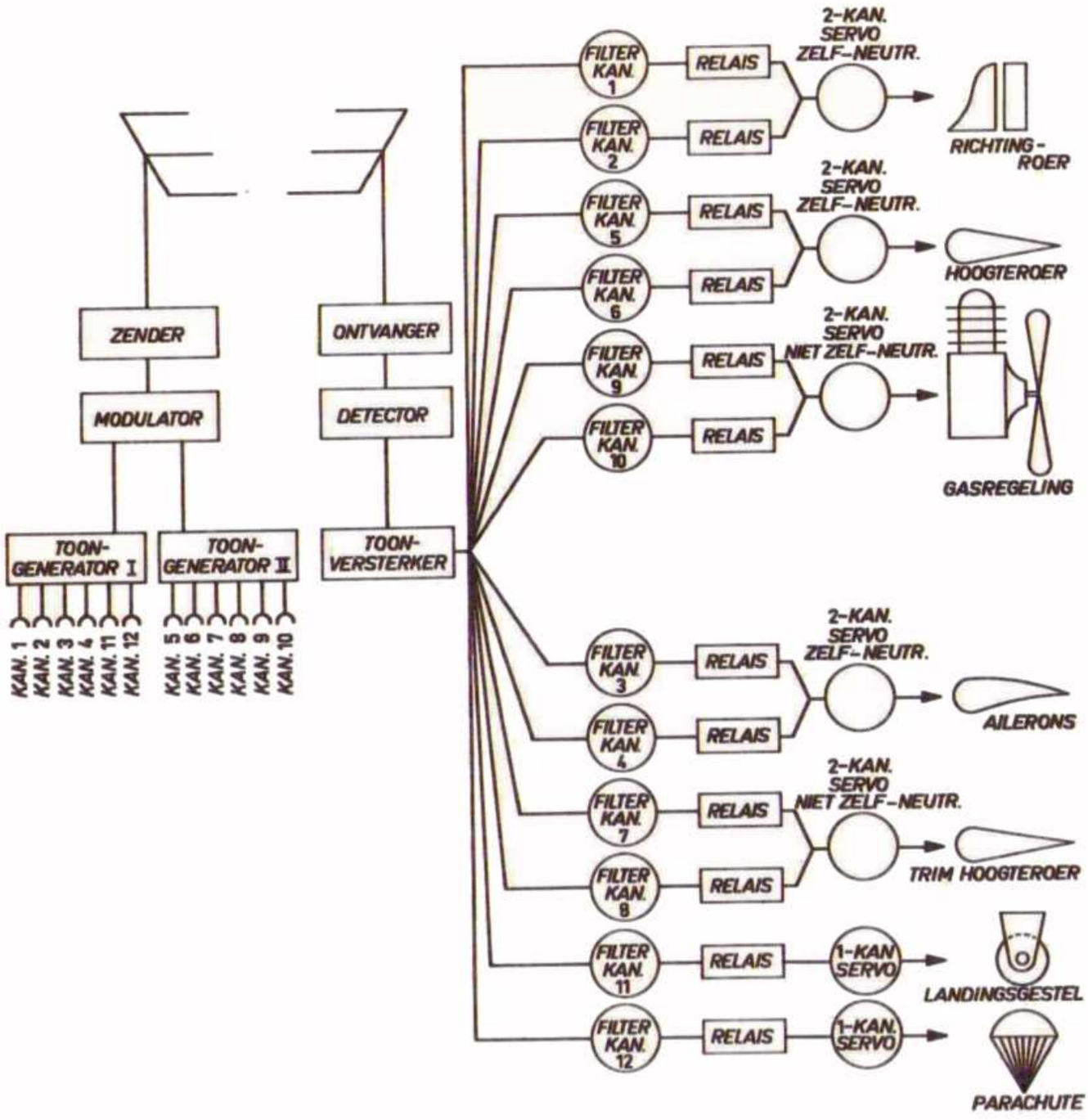


Fig. 12 Twaalfkanalensysteem voor vliegtuigen

zodat, bij het loslaten van de drukknop van het betreffende kanaal, de servo in deze stand blijft staan, en daarmee de neutrale stand van het hoogteroer vast ligt.

Goed beschouwd zijn er dus voor het bedienen van het hoogteroer 4 kanalen gereserveerd. Soms gebruikt men deze trimkanalen tevens voor het remmen van de voorwielen. Tijdens de vlucht merkt men daar niets van en op de grond

speelt de neutrale stand van het hoogteroer geen rol, terwijl de remmen dan bitter hard nodig kunnen zijn. In vele gevallen is n.l. de landingsbaan maar klein en al gauw ervaart men, dat het aan de grond zetten op de juiste plek heel moeilijk is en dat men maar al te graag een wat groter oppervlak tot zijn beschikking zou willen hebben. In dat geval kunnen remmen op de wielen van groot nut zijn. Of, wat ook wel gebeurt, men koppelt de stand "laag" van het hoogteroer met de remmen, omdat direct na de landing toch altijd even het commando "laag" wordt gegeven. In de praktijk gaat een landing n.l. als volgt in zijn werk: vlak vóór het landen geeft men even hoogteroer. Pas op het moment van "touch down", dus het raken van de grond, geeft men laagteroer om het opspringen na een ietwat harde landing te voorkomen en het neuswiel op de grond te drukken.

In dit verband willen we tevens opmerken, dat men vaak het neuswiel met het richtingroer koppelt, waardoor taxiën op de grond mogelijk wordt.

Bezit de zender 12 kanalen, dan wordt kanaal 11 gewoonlijk gereserveerd voor het landingsgestel en kanaal 12 voor een extra snufje, zoals b.v. een reddingsparachute voor noodgevallen, rookbommen e.d.

Om alle stunts met een vliegtuig te kunnen uitvoeren, zoals het maken van een vrille, is het nodig om minstens 2, maar liever 3 organen tegelijk te bedienen. Men combineert dan als volgt:

richtingroer + ailerons:	4 kanalen op toongenerator I
hoogteroer + trimhoogteroer:	4 kanalen op toongenerator II
motorbediening + extra snufje:	4 kanalen op toongenerator III

Schakelen van de kanalen

Er komt van zelf de vraag naar voren, hoe de kanalen moeten worden bediend en op welke wijze de drukknoppen moeten worden opgesteld.

Voor de eenvoudige zenders tot 6 kanalen is dit meestal geen groot probleem. Men kan dat doen zoals figuur 13 weergeeft, waar de 2 rijen drukknoppen met de duimen bediend worden.

Bij 8 tot 12 kanalen kiest men de opstelling zó, dat alles wat met de hoogte

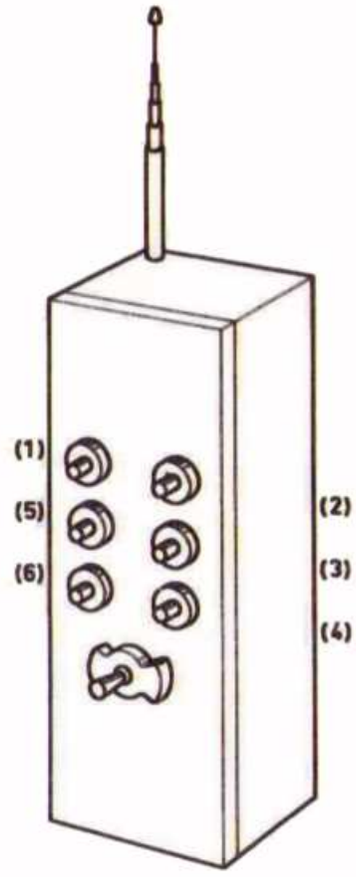


Fig.13 Uiterlijk van een zeskanalenzender

van het vliegtuig te maken heeft, links zit, èn de bediening van de richting èn van eventuele andere funkties rechts.

De 8- en 10-kanalenzenders worden vaak uitgevoerd met hefboomschakelaars. Deze schakelaars hebben een middenstand en kunnen naar links of naar rechts gedrukt worden voor het richtingroer en van boven naar onder voor het hoogteroer. Figuur 14 laat zien hoe dit voor een 10-kanalenzender meestal wordt gedaan. Het linker deel werkt op de ene toongenerator en het rechter deel op de andere, zodat met 2 kanalen simultaan kan worden gevlogen.

Fabriekszenders zijn vaak uitgevoerd met 2 stuurknuppels, die ieder 4 aktieve standen hebben, waarmee 8 kanalen bediend kunnen worden (fig.15). Met de rechter handel worden de kanalen voor het hoogteroer en het richtingroer ingeschakeld en met de linker handel ailerons en trimhoogteroer. Simultaanbesturing van hoogteroer en richtingroer is mogelijk, door de handel in een 45^{o} richting te duwen. Ook kan men hoogteroer en ailerons tezamen bedienen,

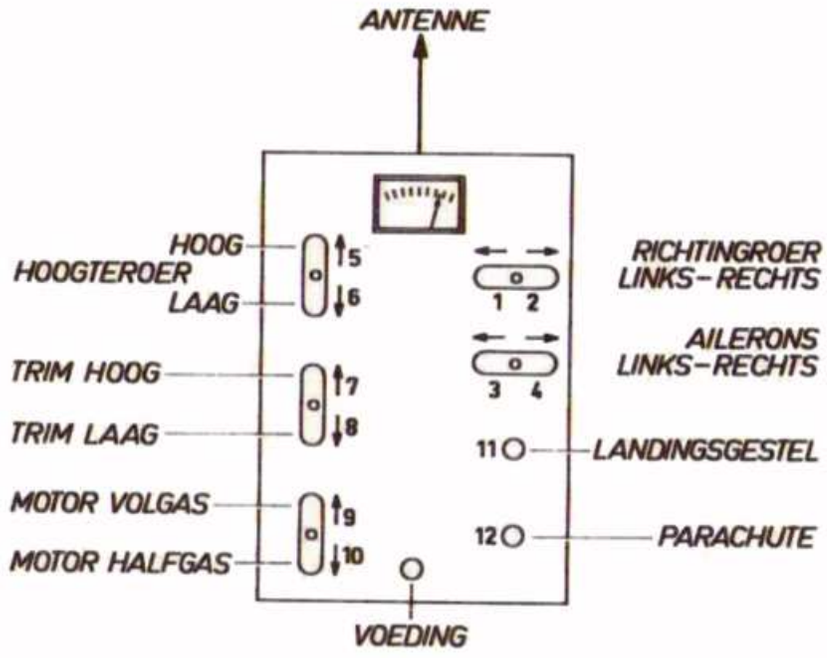


Fig. 14 Opstelling van de schakelaars bij een twaalfkanalenzender

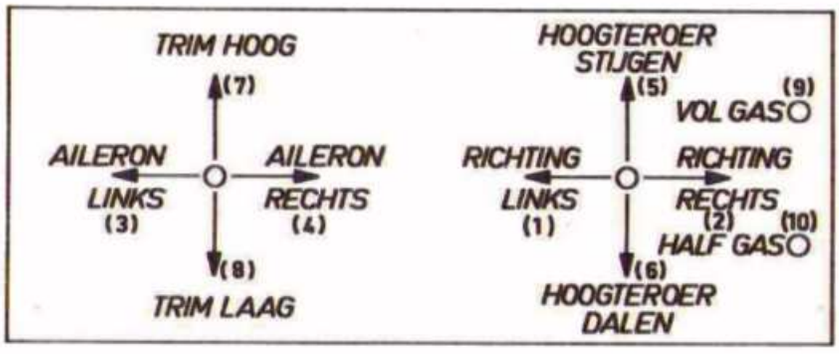


Fig. 15 Bediening met 2 stuurknuppels, ieder met 4 standen en 2 drukknoppen

door de linker handel naar links of naar rechts te duwen en de rechter handel omhoog of omlaag.

Deze zenders hebben dus 2 toongeneratoren, waarvan één voor de 4 kanalen die geschakeld worden met de handels links - rechts en één voor de 4 kanalen, waarbij de handels omhoog of omlaag geduwd worden. De zender kan worden uitgebreid met 2 drukknoppen voor gasregeling, waarvan de kanalen uit toongenerator II komen.

HOOFDSTUK 3

DE ZENDANTENNE

De techniek van het zenden is eigenlijk iets wonderlijks. Wordt een draad verbonden met een hoogfrequente wisselstroombron, dan blijkt dat er een uitstraling ontstaat die op grote afstand waarneembaar is. Dit lijkt zo eenvoudig, maar in wezen is het proces zeer gecompliceerd; het zou te ver voeren er in dit boek diep op in te gaan, maar wie er wat meer van wil weten leze het boekje "Radiogolven", dat de uitstraling, voortplanting en ontvangst behandelt en waarin de werking van de antenne zowel bij het zenden als bij het ontvangen ter sprake komt (het woord antenne is afkomstig van het Latijnse woord antenna, dat voelspriet betekent).

De antenne heeft tot taak de toegevoerde hoogfrequente wisselstroom, afkomstig van de zender, om te zetten in een elektromagnetische golf, kortweg radiogolf (het woord radio is afkomstig van het Latijnse werkwoord radiare, dat stralen betekent). Dit proces gaat natuurlijk gepaard met verliezen en om tot een zo hoog mogelijk nuttig effekt te komen moet de antenne aan bepaalde eisen voldoen. Het gaat er tenslotte om, dat ter plaatse van de ontvanger de sterkte van de radiogolf ruim voldoende is om voor een goede commandooverdracht te zorgen. Een goede antenne maakt het mogelijk om met kleine vermogens te werken, hetgeen weer het grote voordeel heeft dat de zender goedkoop wordt, weinig stroomverbruik heeft en weinig harmonischen uitstraalt, zodat de P.T.T.-keuring gunstig verloopt.

De beste antenne is eigenlijk **niets anders dan een rechte staaf of buis van** voldoende mechanische sterkte, met een lengte van $\frac{1}{4}\lambda$ minus 5%. Voor een 27 MHz zender (λ = 11 m) komt dit neer op een lengte van:

$$l = \tfrac{1}{4} \times 11 - 5\% = 2{,}60 \text{ m}$$

Deze lengte is nogal groot en voor een kleine draagbare zender onhandelbaar. In landen waar voor radiobesturing nog andere frequenties zijn toegestaan, zo-

als Duitsland met 40 MHz en Frankrijk met 72 MHz komt een $\frac{1}{4}\lambda$-antenne wel in aanmerking, daarde lengte dan een redelijke afmeting aanneemt. Maar in de landen waar alleen 27 MHz beschikbaar is, moeten **we een verlengspoel aanbrengen om met een kleinere lengte toch een goed nuttig effekt te bereiken.**

Na vele experimenten is men gekomen tot de z.g. C-L-C-antenne (centre-loaded-coil).

De C-L-C-antenne

Deze antenne heeft iets boven het midden een verlengspoel, die de antenne in afstemming brengt zodat hij resonneert op de **zenderfrequentie. De stroom in** het onderste gedeelte wordt daardoor **groter, zodat dit deel een extra bijdrage** levert aan de uitstraling. Deze antenne gedraagt zich, indien hij goed is getrimd, als een ohmse weerstand.

De constructie van de C-L-C-antenne is in figuur 16 weergegeven. De spoel (5) is in figuur 17 nog eens apart getekend. Deze bestaat uit een spoelhouder van 7 mm ϕ met een instelbare poederijzerkern. Met behulp van een veldsterktemeter (zie hoofdstuk 11) kan men de kern van de spoel zodanig afregelen, dat de veldsterkte op enige meters afstand maximaal is. Bij dit afregelen moet men steeds controleren of de maximum veldsterkte gehandhaafd blijft, ook als men zichzelf van de antenne verwijdert. Dit type antenne is nogal gevoelig voor obstakels in zijn onmiddelijke omgeving, (muren, mensen) die de afstemming kunnen beinvloeden.

Is het afregelen gebeurd, dan moet de spoel vochtdicht worden afgesloten. Het beste kan men daarvoor een 2-componentenlijm nemen, b.v. araldit, dat de emailledraad niet aantast en vochtafstotend is.

Het onderste gedeelte van de C-L-C-antenne mag vooral niet de lengte hebben die overeenstemt met $\frac{1}{4}\lambda$ van één van de hogere harmonischen. Deze kunnen vrij sterk in het zendersignaal aanwezig zijn en wanneer het onderste deel van de antenne hierop toevallig is afgestemd, kan de uitstraling ervan wel eens te veel worden.

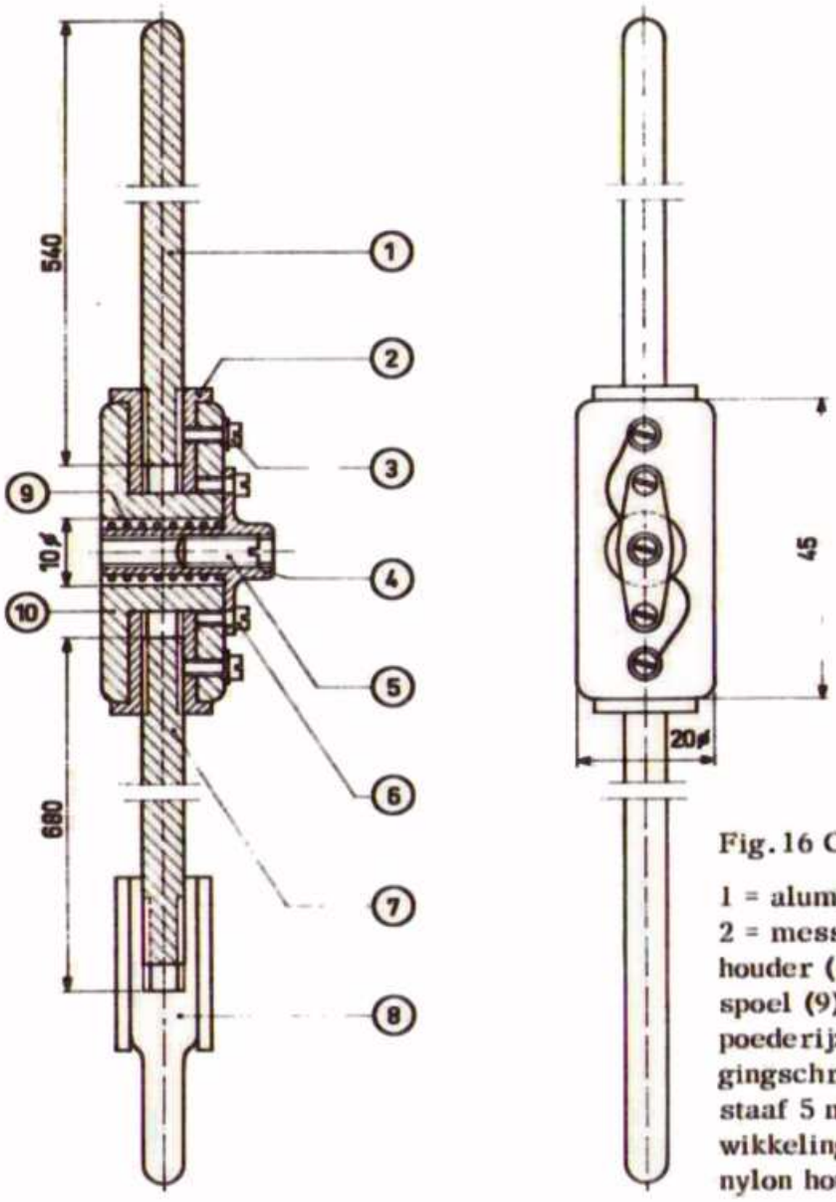


Fig. 16 Constructie van de C-L-C-antenne

1 = aluminium staaf 5 mm ϕ 54 cm lang, 2 = messing moer M5, geperst in nylon houder (10), 3 = contactschroef M2 voor spoel (9), 4 = spoelhouder 7 mm ϕ, 5 = poederijzerkern instelbaar, 6 = bevestigingschroef M2, 7 = aluminium antennestaaf 5 mm ϕ 68 cm lang, 8 = steker, 9 = wikkeling 30 wind, 0,5 ϕ emaille, 10 = nylon houder 20 ϕ 45 mm lang

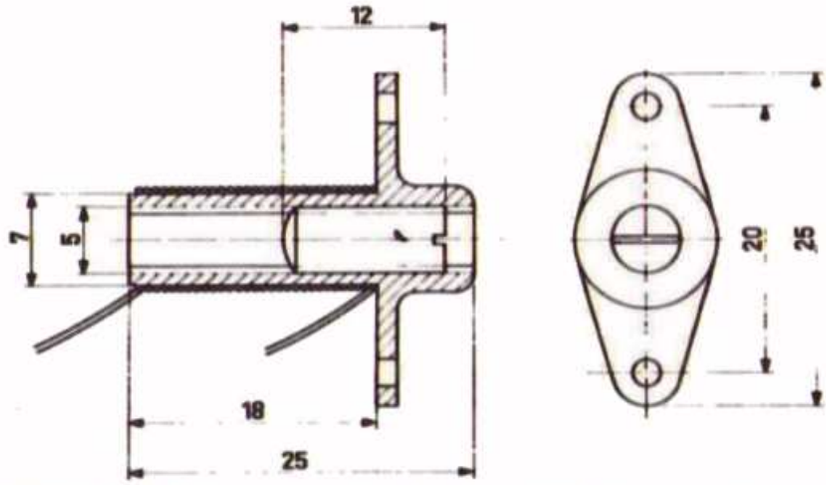


Fig. 17 Spoelhouder met poederijzerkern, 30 wind., 0,5 ϕ emailledraad

Stroomverdeling in de antenne

In figuur 18 is de stroomverdeling grafisch uitgezet voor 3 soorten antennes. We zien dat naar boven toe de hoogfrequente wisselstroom in de antennestaaf in sterkte afneemt. De grootte van het gearceerde oppervlak is een maat voor de uitstraling. Hoe groter dit oppervlak is, des te sterker de uitstraling. Naast elkaar zijn 3 soorten antennes getekend: a. $\frac{1}{4}\lambda$-antenne, b. veel kleiner dan $\frac{1}{4}$, c. C-L-C-antenne.

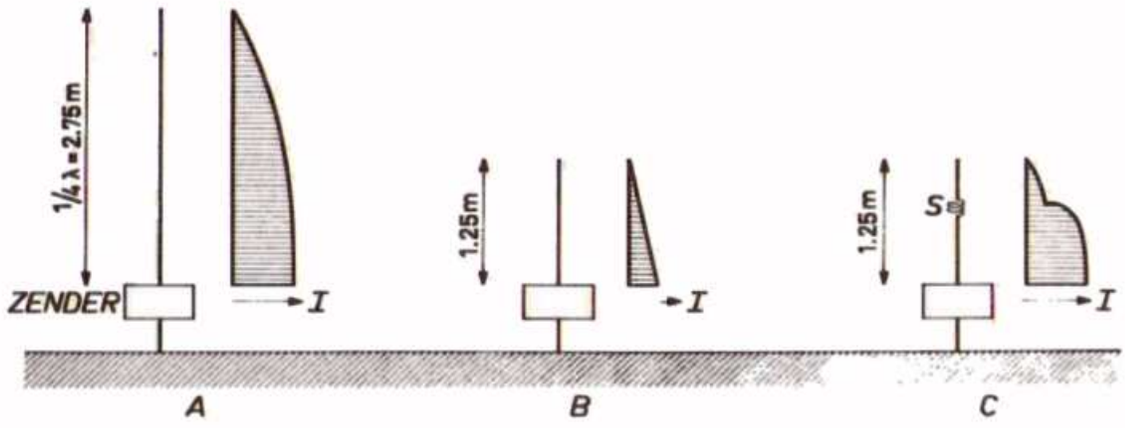


Fig. 18 stroomverdeling in de antenne.
A: $\ell = \frac{1}{4}\lambda$, B: ℓ = 1,25 m, C: ℓ = 1,25 m met verlengspoel S.

a. Bij de $\frac{1}{4}\lambda$-antenne is de oppervlakte en dus de uitstraling het grootst. Dit type antenne verdient in principe altijd de voorkeur.

b. Wordt de lengte verkleind tot 1,25 m, dan zien we dat het oppervlak véél meer dan de helft verkleind wordt en dat de uitstraling sterk achteruit gaat.

c. Een verlengspoel ongeveer in het midden, maakt dat de antenne zich als een $\frac{1}{4}\lambda$-antenne gedraagt; alleen is nu ter plaatse van de spoel de antenne als het ware ingekort. Het gearceerde oppervlak is, vergeleken bij de vorige antenne, belangrijk groter.

Stralingsdiagram

Er zij nog op gewezen, dat de uitstraling in het vlak loodrecht op de antenne het sterkst is. Men is gauw geneigd om met de antenne naar het model te "wijzen", vooral wanneer het een vliegtuig betreft, maar dat is juist verkeerd. Tekenen we een lijn die de punten verbindt van gelijke veldsterkte, dan ont-

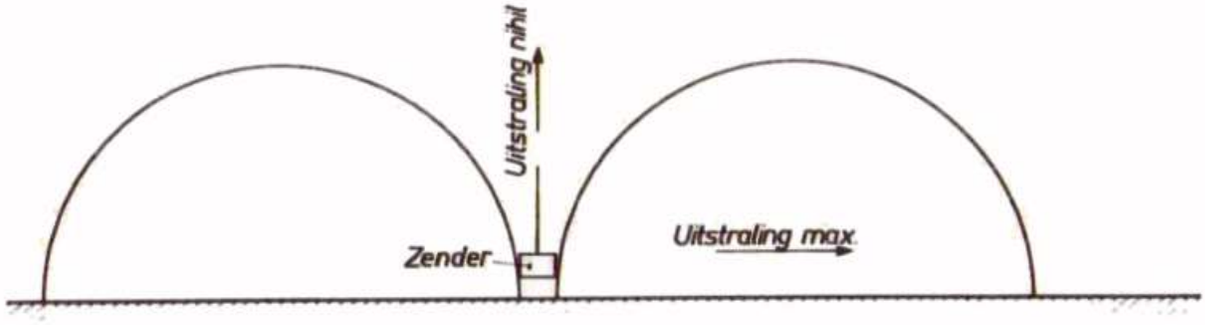


Fig. 19 Stralingsdiagram van de zendantenne

staat een grafiek, die de sterkte van de uitstraling in de diverse richtingen weergeeft. Dit z.g. "stralingsdiagram" is in figuur 19 getekend. Het blijkt dat de zender het sterkst uitstraalt in horizontale richting, terwijl de uitstraling in vertikale richting, dus in de richting van de zendantenne, nihil is.

Stralingsweerstand en nuttig effekt

Het feit dat een antenne stroom opneemt en vermogen uitstraalt, betekent dat deze een soort weerstand schijnt te bezitten, waarin de straling wordt opgenomen. Deze schijnweerstand heet de stralingsweerstand van de antenne en is sterk afhankelijk van de lengte en van de konstruktie van de antenne. De stralingsweerstand kan worden berekend uit de formule $R_s = \frac{400\,l^2}{\lambda^2}$ Dit geldt alleen voor antennes met $\ell < \frac{1}{4}\lambda$. R_s en de antennestroom I bepalen samen het uitgestraalde vermogen volgens de formule

$$N_{st} = I^2 R_s \text{ watt}$$

Voor een antennestaaf met lengte 1,25 m, zonder verlengspoel, zou de stralingsweerstand zijn:

$$R_s = \frac{400 \times 1{,}25^2}{11^2} = 4{,}5\Omega$$

Dit is dus de schijnweerstand, die door de uitstraling wordt gevormd. Het spreekt vanzelf dat alle andere weerstanden, die in het antennecircuit voorkomen, laag moeten zijn, omdat anders naar verhouding te veel energie daarin verloren zou gaan. Het nuttig effekt van een antenne wordt n.l. bepaald door de formule:

$$\eta = \frac{R_s}{R_s + R_v} \times 100\%$$

waarin R_S = stralingsweerstand

R_V = verliesweerstand

Er zal naar moeten worden gestreefd, R_S groot te houden en R_V laag. Men kan uitrekenen dat een antenne met een lengte van $\frac{1}{4}\lambda$ (fig. 18A) een stralingsweerstand bezit van 36,5 Ω. Bij de C-L-C-antenne ligt deze ergens tussen de waarden van 4,5 en 36,5 Ω in en men rekent hiervoor gewoonlijk 20 Ω.

Het gaat er nu nog om, de verliesweerstanden tot een minimum te beperken. Deze bestaan uit de ohmse weerstand:

a. van de koppelspoel of filterspoel, die in de voet van de antenne zit en die de antenne koppelt met de zender
b. de verliesweerstand in de antenne zelf
c. de aardweerstand

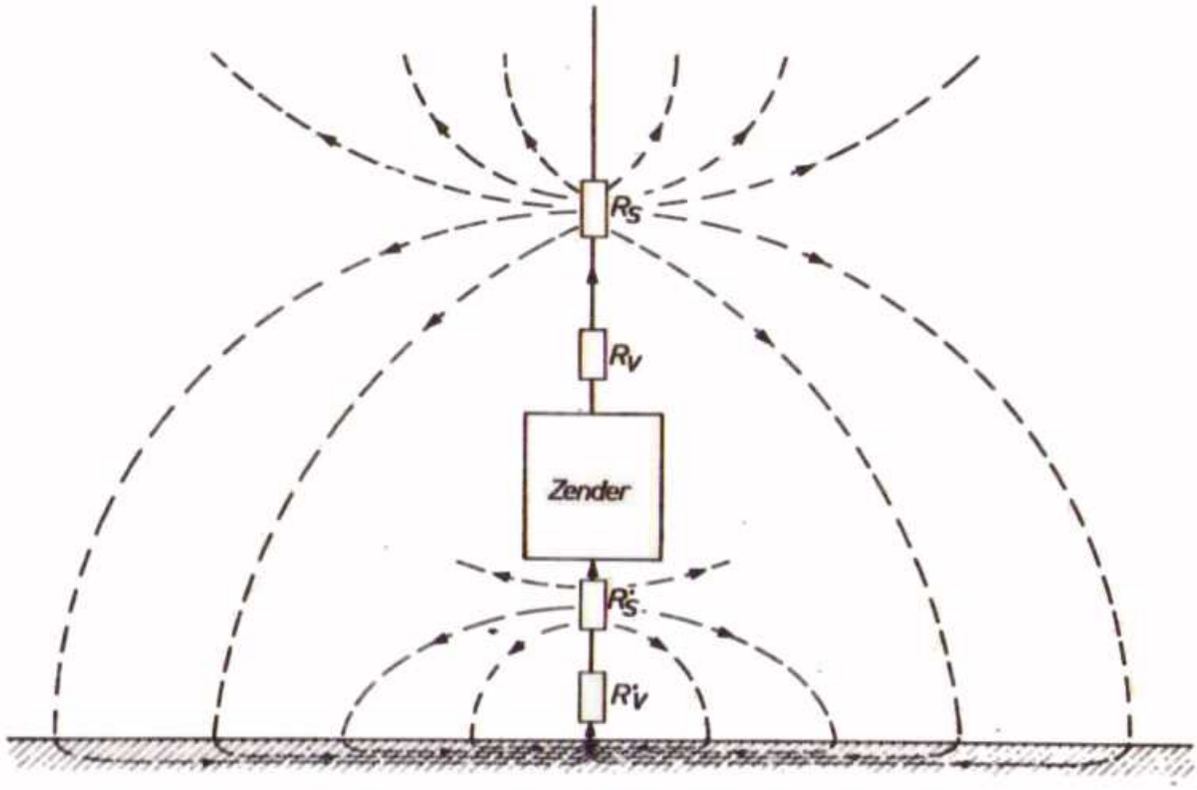


Fig. 20 Stralingsweerstanden en verliesweerstanden in het antennecircuit

R_S = stralingsweerstand antenne, b.v. 20 Ω
R_V = verliesweerstand antenne, b.v. 3 Ω
R_S' = stralingsweerstand lichaam, b.v. 10 Ω
R_V' = verliesweerstand aarde + lichaam, b.v. 180 Ω

De eerste twee weerstanden zijn meestal gering (enkele ohms) als de spoelen en de antenne goed zijn gemaakt en de aansluitingen verliesvrij zijn. De aardweerstand daarentegen is zeer moeilijk te berekenen, omdat het menselijk lichaam er deel van uitmaakt. Uit metingen heeft men kunnen vaststellen, dat deze in de buurt van 180 Ω kan worden geschat. Er staat nog een positieve invloed tegenover, want het lichaam doet ook nog iets mee aan de straling; men rekent voor dit aandeel een stralingsweerstand van ongeveer 10 Ω (fig. 20).
Zo kan het nuttig effekt worden berekend:

$$\eta = \frac{R_S}{R_S + R_V} = \frac{(20 + 10)}{(20 + 10) + (180 + 3)} = 15\%$$

HOOFDSTUK 4

OSCILLATOREN

De taak van de oscillator bestaat uit het opwekken van trillingen, waarvan de frequentie kan liggen tussen één trilling in vele seconden en vele miljarden trillingen in één seconde. Naar de frequentie van de oscillator kan deze worden ingedeeld in één van de volgende groepen:

a. Laagfrequent-oscillator (tot 20.000 Hz)

b. Ultrasonore oscillator (20.000 Hz tot 100.000 Hz)

c. Hoogfrequent-oscillator (boven 100.000 Hz)

De oscillator bestaat meestal uit twee delen:

1. frequentiebepalend element, b.v. een LC of RC netwerk.

2. een versterker

De versterker moet voldoende versterking bezitten om de verliezen in het frequentie bepalend element te compenseren, hetgeen wordt bereikt door een z.g. positieve terugkoppeling, waardoor oscillatie ontstaat.

In de zenders voor radiobesturing komen meestal 2 typen oscillatoren voor, n.l. de hoogfrequent-oscillator, die de draaggolf-frequentie opwekt (27.000.000 Hz) en de laagfrequent-oscillator, die een toon opwekt (meestal ergens tussen 200 en 8000 Hz) waarmee de draaggolf wordt gemoduleerd en die tot doel heeft de stuurorganen te commanderen.

Het blijkt dus wel dat de oscillatoren een belangrijk deel van de zender vormen en dat het van het allergrootste belang is, dat deze goed funktioneren. We zullen daarom wat dieper ingaan op de werking ervan.

Een elektrische trilling kunnen we op gang brengen door het geven van spanningsstoten, duwtjes, aan een trillingskring. Daartoe verbinden we de spoel L_1 met de ingang van een versterker (fig 21). In de collectorleiding is een tweede spoel L_2 opgenomen, die t.o.v. spoel L_1 beweegbaar is opgesteld en die we eerst ver van spoel L_1 vandaan opstellen. Wordt schakelaar S_1 om-

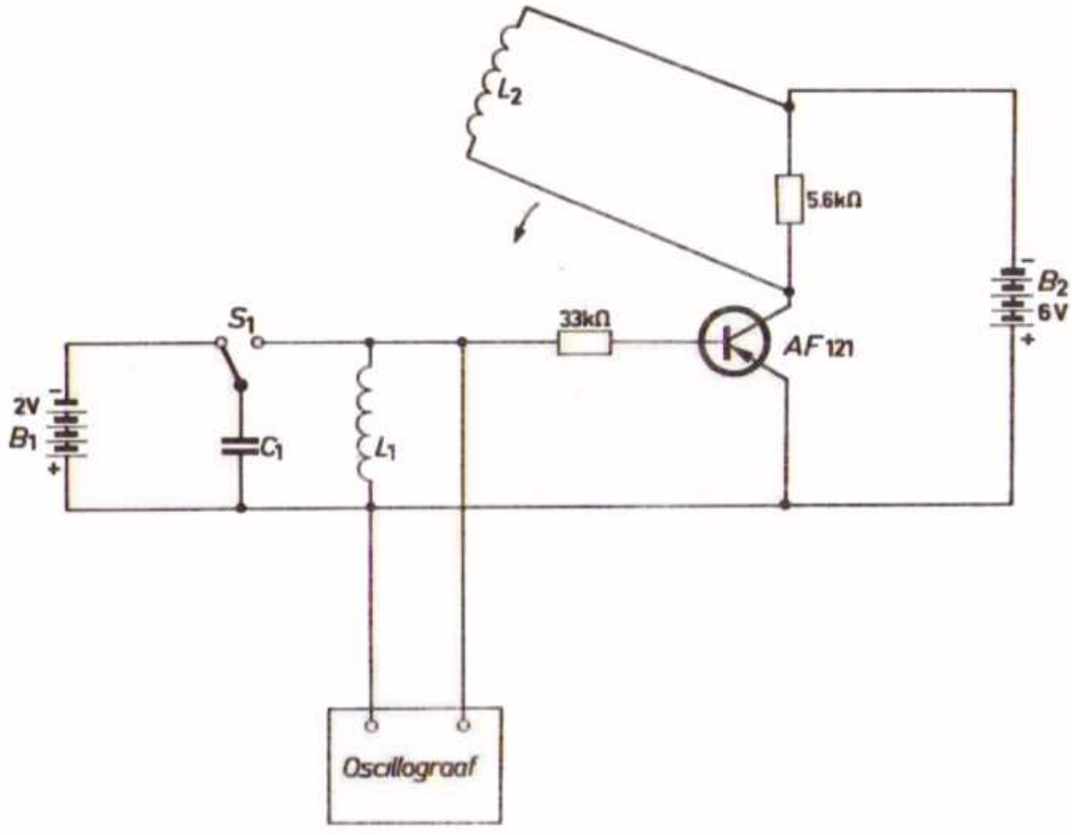


Fig.21 Het opwekken van een ongedempte trilling

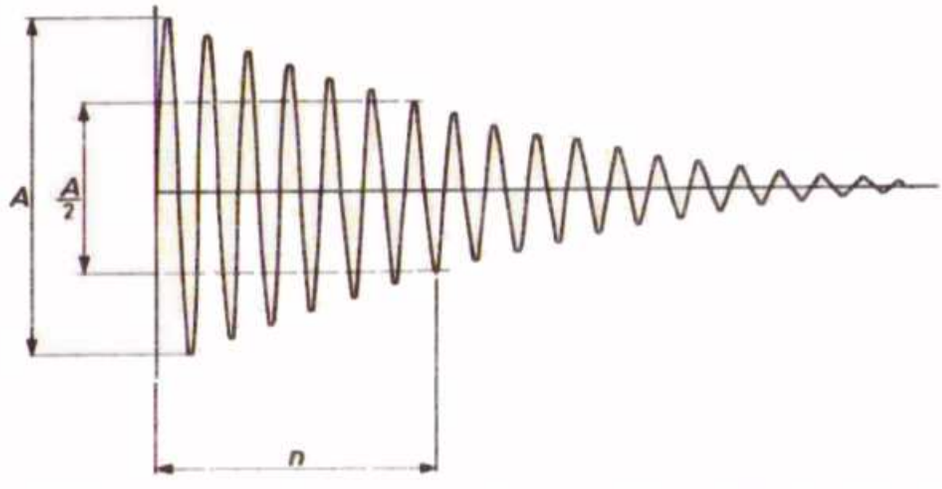


Fig.22 Als bij een gedempte trilling de amplitude tot de helft is verminderd en als er dan n trillingen zijn gepasseerd dan is de kwaliteit van de kring $Q = 4,5n$

gelegd, dan zal de oscillograaf het beeld geven van een gedempte trilling (fig 22). Uit de snelheid van uitdoven is de kringkwaliteit Q te bepalen. Herhalen we het schakelen van S_1 terwijl we L_2 steeds dichter bij L_1 brengen, dan zullen we zien dat er zich twee mogelijkheden voordoen:

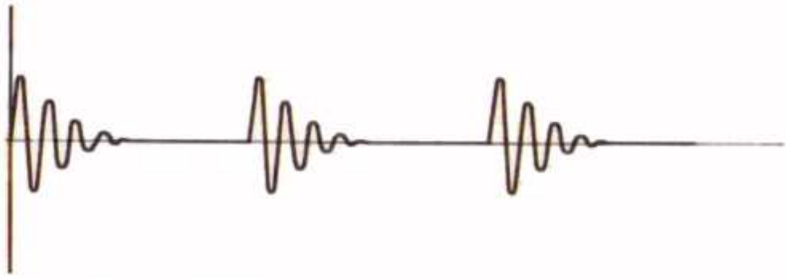


Fig.23 Sterk gedempte trilling doordat L_2 verkeerd is verbonden

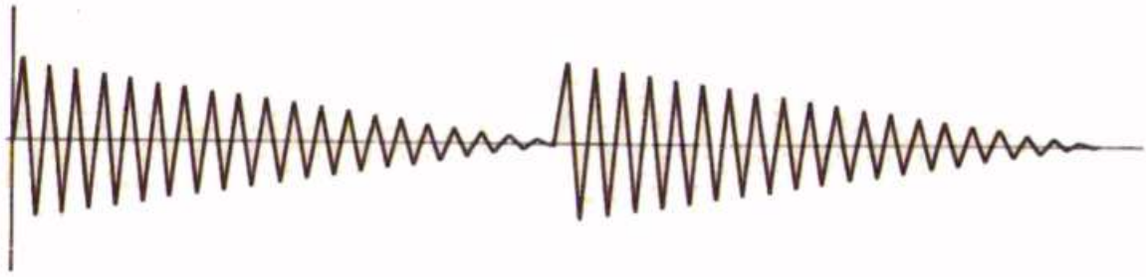


Fig.24 De trilling is weinig gedempt, L_2 is goed aangesloten

a. Er kan op de oscillograaf een beeld ontstaan dat juist een zeer snel uitsterven van de trilling zichtbaar maakt (fig.23): de duwtjes worden op het verkeerde moment gegeven en zijn in tegenfaze. In dat geval spreken we van een negatieve terugkoppeling of tegenkoppeling.

b. Draaien we de verbindingen van spoel L_2 om, dan zien we, dat het uitsterven steeds langzamer gaat en de oscillograaf laat het beeld van figuur 24 zien. Totdat op een gegeven moment, bij een bepaalde afstand tussen L_1 en L_2, de uitslingering overgaat in een voortduren van de trillingen; er treedt genereren of oscilleren op (fig.25).

De uitslingering van de trillingskring ná het omschakelen van S_1 levert in de collector-leiding van de transistor een versterkte wisselstroom op in spoel L_2. Het magnetische veld dat in deze spoel ontstaat, zal op het juiste moment duwtjes geven aan de slingerringen in de trillingskring L_1C_1 en indien deze duwtjes sterk genoeg zijn om de demping t.g.v. de verliezen in de kring op te heffen, zal de kring aan het slingeren blijven en een wisselstroom produceren. (Men zegt ook wel, dat de versterker een negatieve weerstand in de kring brengt, die de verliesweerstanden opheft).

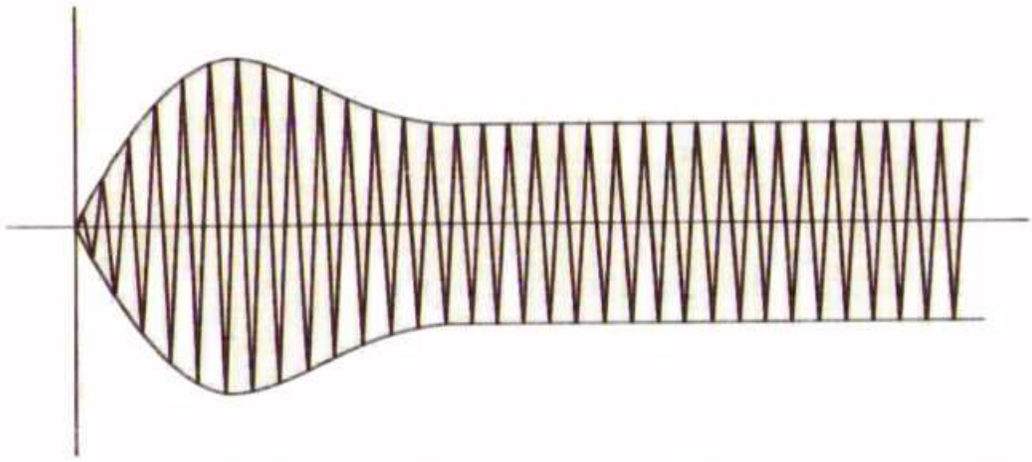


Fig.25 Ongedempte trilling. De koppeling tussen L_1 en L_2 is zo groot dat oscillatie optreedt. Aanvankelijk neemt de amplitude snel toe om daarna weer iets af te nemen ten gevolge van de begrenzing.

We kunnen in het vervolg de schakelaar S_1 en batterij B_1 weglaten, omdat het inschakelen van de voedingsbatterijen een impuls geeft die groot genoeg is om het oscilleren te starten. Door de juiste keuze van de onderdelen kunnen we nu een generator maken, die we elke gewenste frequentie laten opwekken, bepaald door de formule van Thomson

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

f in Hz

L in H (henry)

C in F (farad)

Begrenzing

Zoals we zagen is de oscillator in principe een versterker, waarvan het uitgangssignaal in faze naar de ingang teruggevoerd wordt en dan oscilleert in de frequentie die door de trillingskring wordt bepaald.

Om zeker te zijn dat oscillatie zal optreden, zal men moeten zorgen dat de totale terugkoppeling of rondgaande versterking ruim voldoende is.
Indien de totale rongaande versterking tussen ingangsspanning en teruggekoppelde spanning vele malen meer is dan 1, dan zal de wisselspanning snel aangroeien. Zou er geen begrenzende faktor zijn, dan zou de wisselspanning on-

eindig groot worden met het gevolg, dat de transistor overbelast wordt en sneuvelt. Het is daarom noodzakelijk dat de schakeling zichzelf begrenst en er een stabiele oscillatortoestand wordt bereikt. De begrenzing kan optreden doordat de oscillatorwisselspanning de transistorinstelling wijzigt naar een punt op de karakteristiek, waarbij de rondgaande versterking 1 wordt óf doordat de transistor wordt overstuurd en een groot gedeelte van de sinus stroomloos is. Meestal komt een combinatie van deze twee voor. In figuur 26 is te zien hoe het werkpunt zich verplaatst en hoe de oscillator zichzelf begrenst.

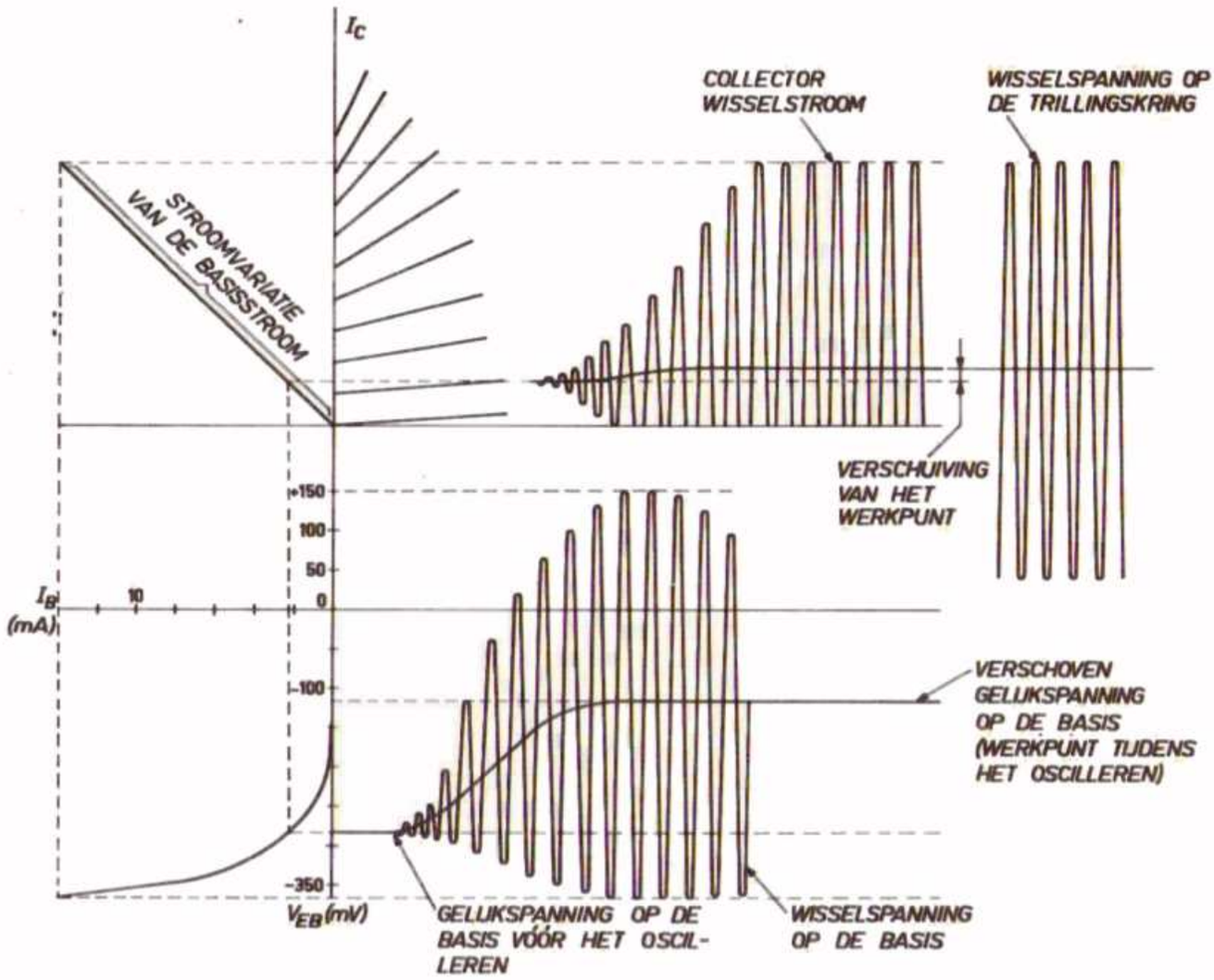


Fig.26 Verloop van spanningen en stromen in een oscillator

Oscillatortypen

Er zijn enkele standaard oscillatoren, die vaak voorkomen en die we in het kort zullen behandelen.

Hartley-oscillator

De afstemspoel (zie figuur 27) wordt hier in twee delen gedeeld, waarvan het éne in het collectorcircuit is opgenomen en het andere deel in het basiscircuit. Dit laatste zorgt voor de terugkoppeling. Het aftakpunt wordt aan de voedingsspanning gelegd en is voor wisselspanningen via de batterij geaard. Men noemt deze schakeling ook wel "driepuntsschakeling". De plaats van de aftakking bepaalt de mate van terugkoppeling; meestal is de verhouding

$L_1 : L_2 = 3 : 1$ à $5 : 1$

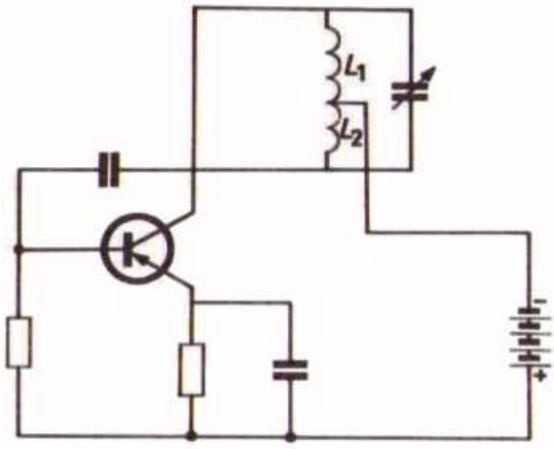


Fig.27 Principe van de Hartley-oscillator

Een variant op deze schakeling, die zeer veel voorkomt, is weergegeven in figuur 28. De terugkoppeling gebeurt hier via een condensator van 22 pF naar de emitter. Nu ligt de aansluiting van de spoel naar de emitter aan dezelfde zijde als de collectoraansluiting omdat hier de terugkoppelspanning in faze moet zijn met de collectorspanning. De basis is voor hoge frequenties geaard, zodat we hier te maken hebben met een geaarde basisschakeling. De stabiliteit van de Hartley-oscillator is vrij slecht.

Op eenvoudige wijze kan men controleren of een oscillator genereert of niet. Een meter in de voedingsleiding zal een zeker stroomverbruik aangeven, dat bij genereren lager ligt dan bij niet genereren. Het verschil is te zien wanneer men b.v. de wikkeling L_1 even kortsluit. Neemt het stroomverbruik niet toe, dan is dit het bewijs dat de oscillator vóór de kortsluiting niet genereerde. Neemt het stroomverbruik wel toe, dan genereerde de oscillator wel voordat er werd

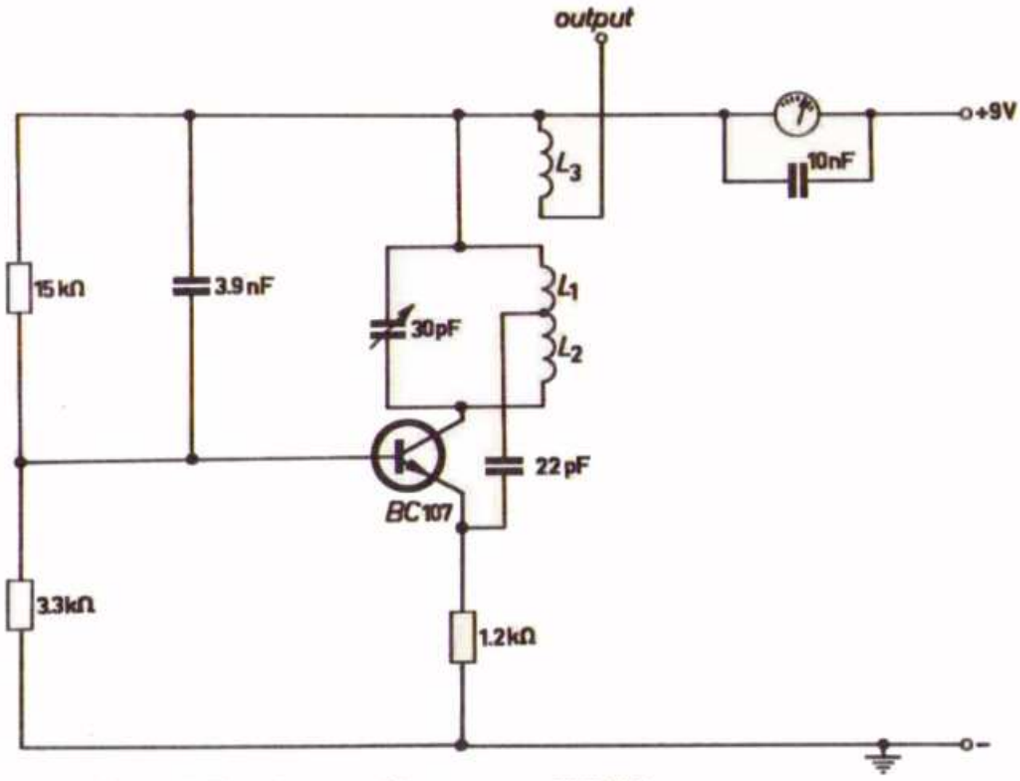


Fig.28 Hartley-oscillator voor 27 MHz
L_1 = 5 wind.
L_2 = 15 wind. } 0,5 mm draad; spoelkokerϕ= 10 mm
L_3 = 3 wind.

kortgesloten. De kortsluiting stopt het oscilleren waardoor het werkpunt verschuift naar een grotere collectorstroom.

Colpitts-oscillator

Deze onderscheidt zich van de Hartley-oscillator, doordat de aftakking met een capacitieve spanningsdeler C_1-C_2 (fig.29) wordt gerealiseerd. Dit type schakeling wordt in vele variaties gebruikt. De belangrijkste is wel weer die, waarbij de terugkoppeling naar de emitter plaats vindt. De kring L_1-$C_1C_2C_3C_4$ bepaalt de frequentie, terwijl de mate van terugkoppeling door de verhouding $C_1 : C_2$ kan worden ingesteld.

Ook deze schakeling is een geaarde basisschakeling, waarbij R_E zorgt voor de juiste begrenzing en stabiliteit.

Dit type oscillator is gemakkelijk aan het werken te krijgen en is vrij stabiel, 2‰ bij 30 ^{o} temperatuurvariatie.

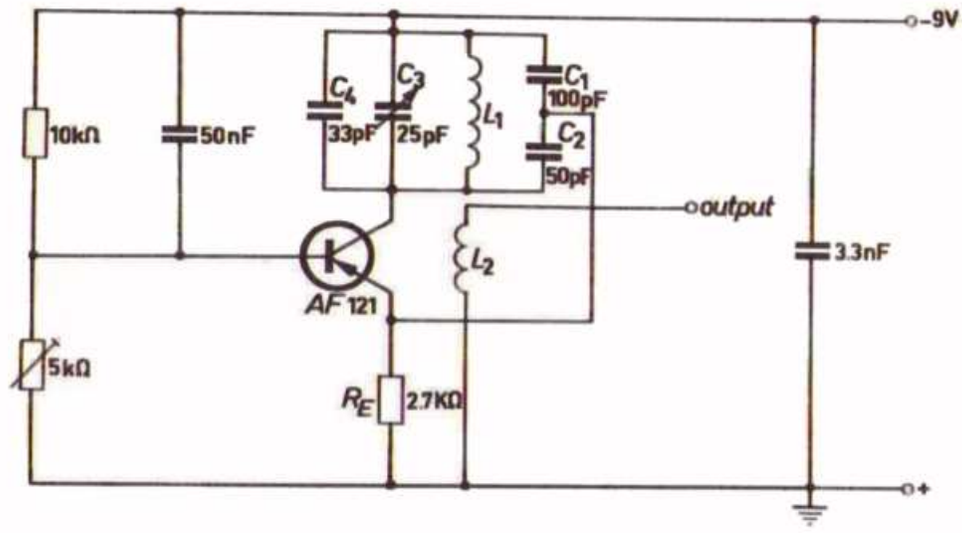


Fig.29 De Colpittsoscillator voor 27 MHz. Frequentiestabiliteit 2‰
L_1 = 8 wind. } 0.8 mm draad; spoel ϕ = 6 mm
L_2 = 3 wind. }

Lee-oscillator

De Lee-oscillator staat bekend om zijn grote stabiliteit 0,5 ‰ bij 30 ° temperatuur variatie. De koppeling tussen de LC-kring en de transistor gebeurt via een capacitieve spanningsdeler en is vrij los, hetgeen de stabiliteit ten goede komt. Dit heeft wel het bezwaar dat de koppeling met de antenne eveneens klein moet zijn, omdat anders de oscillator ophoudt met oscilleren. Het is daarom niet mogelijk veel vermogen af te nemen.

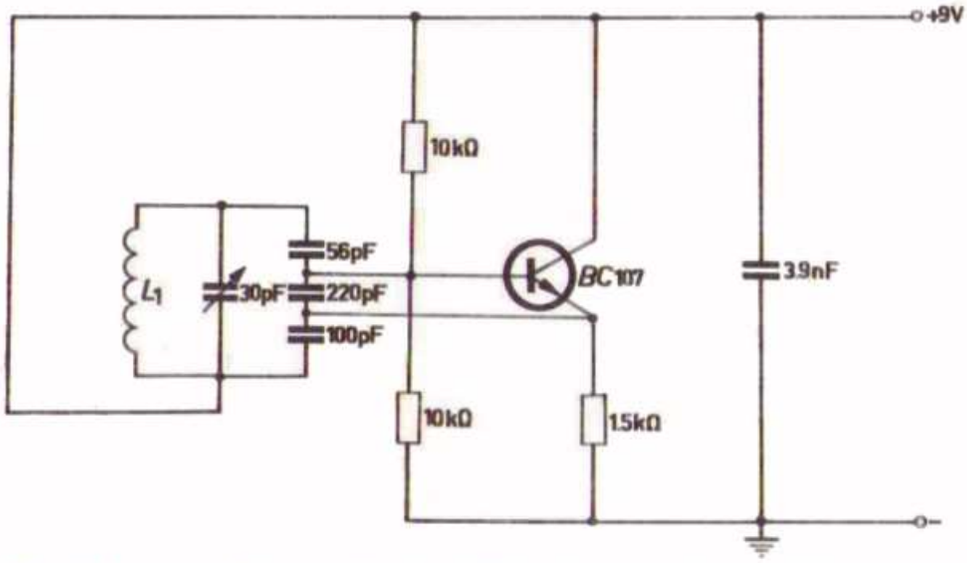


Fig.30 Lee-oscillator voor 27 MHz. Frequentiestabiliteit 0,5‰
L_1 = 10 wind. 1 mm draad; spoel ϕ 10 mm

De capacitieve spanningsdeler bestaat uit vrij grote condensatoren, zodat de inwendige capaciteitsvariaties van de transistor naar verhouding weinig invloed hebben en geen grote afwijkingen kunnen veroorzaken.

De schakeling is zeer geschikt voor het besturen van modellen op korte afstand, (max 10 m) in combinatie met een ruisontvanger, zoals dit b.v. is gedaan in de sigarendoos op foto 3.

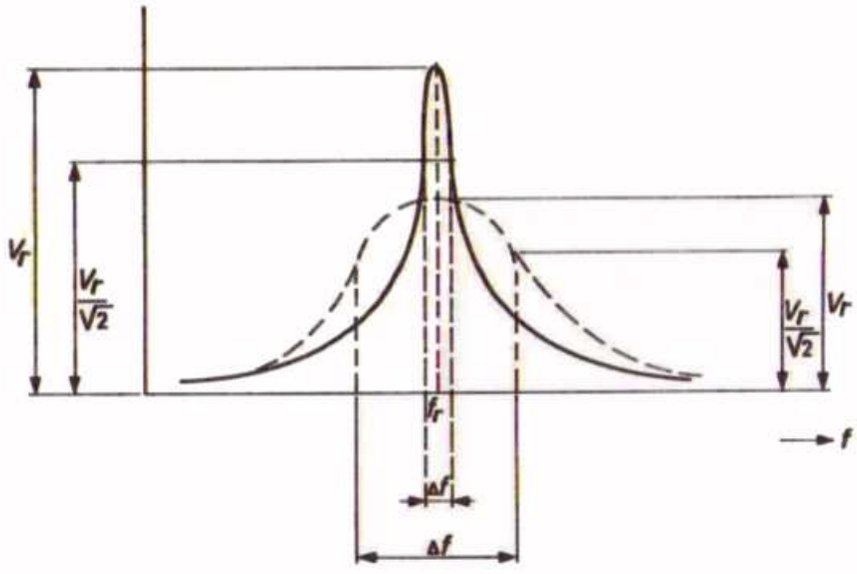
Frequentiestabiliteit

We hebben geleerd dat de oscilleerfrequentie altijd dié frequentie is, waarbij het teruggekoppelde signaal precies in faze is met het oorspronkelijke signaal. Indien nu door bepaalde omstandigheden het signaal bij zijn rondgang in de oscillator ergens een iets andere fazedraaiing ondergaat, dan zal de oscilleerfrequentie direkt dusdanig veranderen dat de genoemde fazewijziging wordt opgeheven door een verandering van de fazedraaiing in de resonantiekring.

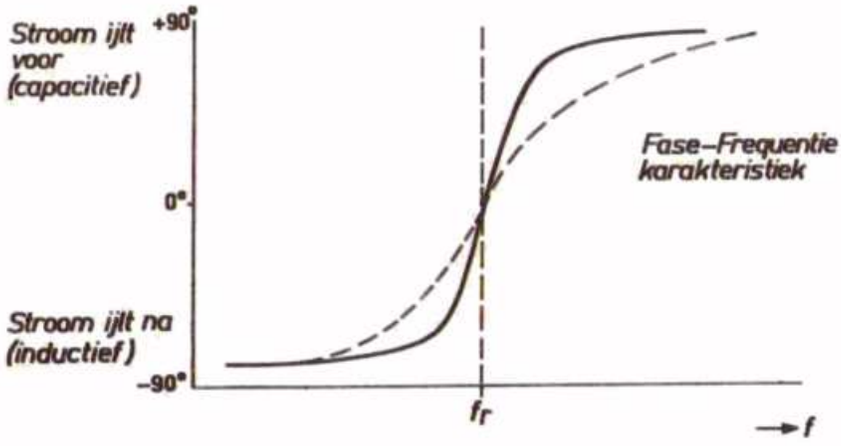
Aan de hand van figuur 31 zullen we dit nog eens verduidelijken. Het is bekend dat een trillingskring die gevoed wordt door een wisselspanning met een frequentie, gelijk aan zijn resonantiefrequentie f_r, zich gedraagt als een ohmse weerstand. Want dan bieden de zelfinductie en de capaciteit dezelfde tegenstand (reactantie) aan de wisselstroom en heffen elkaar op.

$$2\pi f L = \frac{1}{2\pi f C}$$

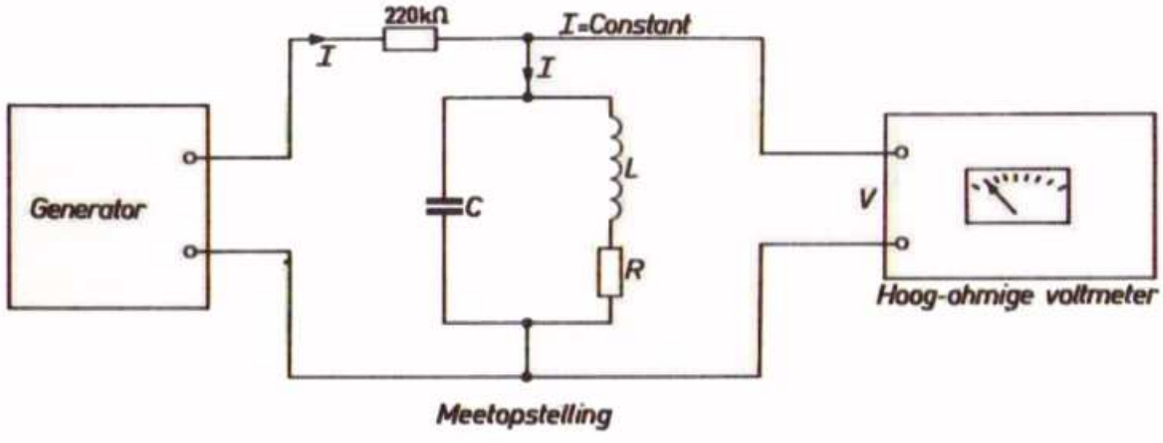
Indien de frequentie van de trillingskring lager is dan de resonantiefrequentie, dan zal de zelfinductie minder weerstand bieden en in hoofdzaak het karakter van de kring bepalen, terwijl bij een hogere frequentie de capaciteit minder weerstand biedt, zodat de kring zich capacitief gaat gedragen. In beide gevallen treedt er een fazeverschuiving op tussen wisselstroom I en wisselspanning E: bij de lagere frequentie zal de stroom naijlen ten opzichte van de spanning en bij hogere frequentie ijlt de spanning na ten opzichte van de stroom. Hoe beter de kwaliteit Q van de kring is, hoe steiler de fazekarakteristiek verloopt. Het effekt in de oscillator is dan als volgt: hoe steiler de fazekarakteristiek van de kring, des te geringer zal de frequentieverandering van de oscillator kunnen



a



b



c

Fig.31 De parallelkring

zijn om een eventuele fazeverschuiving door andere oorzaken te compenseren. Het is dus duidelijk, dat het toepassen van een kring met hoge Q de stabiliteit van de oscillator ten goede komt.

Spoelberekening

De spoel is een onderdeel dat moeilijk in de handel is te verkrijgen en dat we daarom zelf moeten vervaardigen. Met behulp van de volgende formule kan elke spoel worden berekend met een nauwkeurigheid van ongeveer 1% indien $\frac{d}{\ell} < 2.5$

$$L = \frac{n^2 d^2}{1013 l\,(1 + 0{,}45 d/l)}$$

d = diameter van de spoel in mm

ℓ = lengte van de wikkelingen in mm

n = aantal windingen

Voorbeeld

Een trillingskring moet een resonantiefrequentie hebben van 27 MHz. De parallelcondensator is 30 pF. Hoeveel windingen heeft de spoel als deze wordt gewikkeld op een pertinax koker van 12 mm Ø en als de windingslengte 15 mm is.

De zelfinduktie is te bepalen uit:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$27 \cdot 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot 30 \cdot 10^{-12}}}$$

waaruit volgt dat L = 1,16 μH

Het aantal windingen is dus te berekenen uit:

$$1{,}16 = \frac{n^2 12^2}{1013 \cdot 15\left(1 + 0{,}45\frac{12}{15}\right)}$$

n = 13 windingen

HOOFDSTUK 5

KRISTALOSCILLATOREN

Zelfs de Lee-oscillator uit het vorige hoofdstuk bezit nog niet de stabiliteit die voor een zender geëist wordt. De toegestane tolerantie van 0,05‰ kan alleen worden bereikt met oscillatoren, die uitgerust zijn met een kristal, dat de frequentie op de juiste waarde houdt. De afwijking van de opgegeven frequentie moet ook binnen deze tolerantie blijven als de temperatuur varieert tussen +30° en −10 °C en als de voedingsspanning varieert tussen +10% en −20% van de normale waarde.

De oscillator moet degelijk gebouwd zijn, zodat trillende en schokkende bewegingen geen noemenswaardige frequentieveranderingen doen ontstaan.

Om de werking van de kristaloscillator goed te begrijpen zullen we eerst het kristal onder de loupe nemen.

Werking van het kristal

Sommige kristallijne stoffen vertonen het effekt der piëzo-elektriciteit, dat in het jaar 1880 door de gebroeders Pierre en Jacques Curie werd ontdekt. Het woord "piëzo" is een Grieks woord dat "onder druk brengen" betekent; piëzo-elektriciteit wil zeggen "elektriciteit opgewekt onder druk".

Vele soorten kristallen vertonen dit piëzo-elektrisch effekt, maar er zijn 3 typen, die dit het sterkst bezitten en die het meest worden gebruikt, n.l. Rochelle zout, tourmalijn en kwarts.

De eerste twee worden veel gebruikt in kristalpickups en kristalmicrofoons, maar zij zijn voor het stabiliseren van een zender niet betrouwbaar genoeg. Het kwartskristal is daar weer beter voor geschikt; het is goedkoop, robuust en kan tegen hoge temperaturen.

Kwarts is een soort kiezel, SiO_2, in gekristalliseerde toestand. Het wordt in de natuur gevonden o.a. in Brazilië. Hoewel er steeds meer kunstmatige kris-

tallijne stoffen voor dit doel worden vervaardigd, gebruikt men op het moment in hoofdzaak de in de natuur gevonden kristallen.

Met diamantslijpstenen wordt het ruwe moederkristal in dunne vierkante schijfjes geslepen volgens bepaalde hoeken t.o.v. de assen van het kristal. Daarna wordt het op een zekere dikte geslepen en glad gepolijst. Door opdampen wordt er aan beide zijden een dunne metalen laag opgebracht, die van verbindingsdraden wordt voorzien. Wordt een dergelijk kristalplaatje, kortweg "kristal" genoemd, onder druk gezet, dan kan men met een hoogohmige voltmeter een spanning tussen de 2 plaatjes meten, die ongeveer evenredig is met de druk (fig. 32a). Wordt de druk op de zijkant van het kristal gezet, zodat het in het midden uitzet, (fig. 32b) dan meet men een spanning van tegengestelde polariteit. Omgekeerd, wanneer men de 2 plaatjes onder spanning brengt, dan zal er een verdikking of verdunning ontstaan, afhankelijk van de polariteit. Een wisselspanning kan het kristal zelfs in trilling brengen (fig. 32c-d).

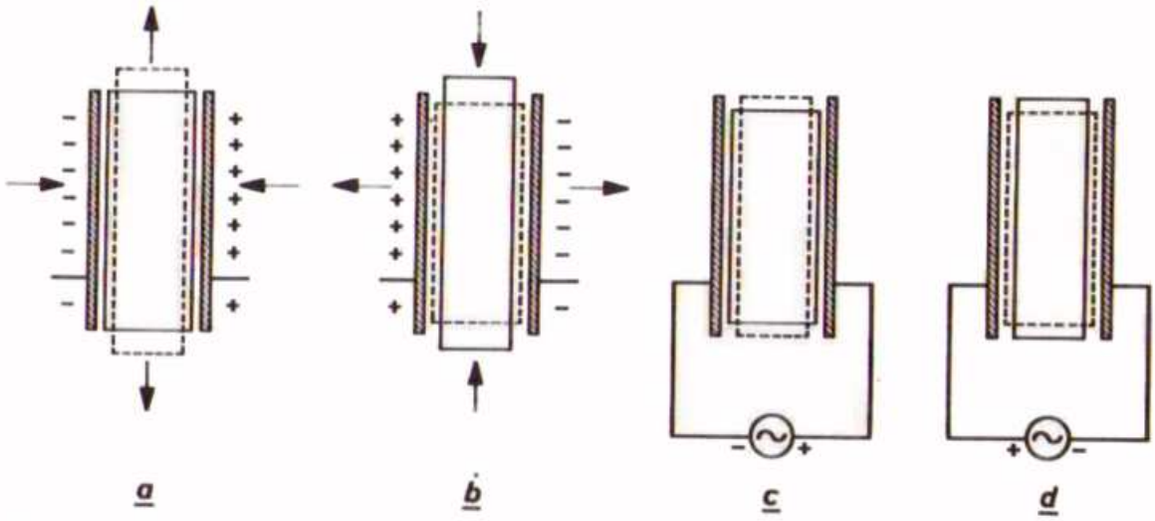


Fig.32 Piëzo-elektrisch effect
a en b : Druk op het kristal wekt een spanning op; c en d : Wisselspanning brengt het kristal in trilling

Het vlak, waarin het kristal uit het moederkristal wordt geslepen, bepaalt in hoofdzaak het frequentiegebied, waarvoor het kristal is bestemd. De kristallen, die in onze zenders worden gebruikt, worden zodanig geslepen dat de aangelegde spanning niet een diktevariatie veroorzaakt doch een verschuiving van de 2 zijvlakken ten opzichte van elkaar (fig.33). De zijvlakken komen in mecha-

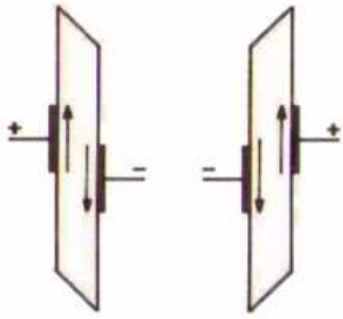


Fig.33 Vervorming van het kristal als het in zijn grondfrequentie trilt

nische trilling door het aanleggen van een wisselspanning. Het kristal bezit een zekere massa en elasticiteit, die de eigen resonantie van het kristal bepalen. Het kan dus door een wisselspanning met dezelfde frequentie als de mechanische resonantiefrequentie in heftige trilling komen en gaan resoneren. Wanneer de aangelegde spanning wordt opgevoerd, gaat het steeds sterker trillen. Té hoge spanning kan het kristal zelfs doen springen.

De resonantiefrequentie van het kristal is sterk afhankelijk van de massa. Hoe dunner hoe hoger de frequentie

$$f = \frac{1670}{d}$$

f in kHz, d in mm.

Men kan kristallen maken in frequenties tussen 1 MHz en 20 MHz. Voor lagere frequenties moet men andere methoden van slijpen toepassen en voor hogere frequenties zijn de normale produktiemethoden te duur (dunner dan 0,08 mm). Dan maakt men gebruikt van de boventonen van het kristal.

De meeste kristallen vertonen sterke eigen resonanties bij de 3^e, 5^e en 7^e boventoon. Ze kunnen zodanig worden bewerkt dat ze gemakkelijk op de gewenste boventoon in resonantie komen. Zo zal een kristal voor 27 MHz een grondfrequentie hebben van 9 MHz (dikte ongeveer 0,17 mm) met een sterke boventoon op 27 MHz. Deze laatste staat dan op het kristal genoteerd, hoewel het toch van oorsprong een kristal is van 9 MHz.

Het kristal dat op zijn 3^e boventoon trilt, zal zich vervormen volgens de tekening van fig.34. De pijlen geven de spanningen aan die bij deze vervorming optreden. We zien dat de tussenvlakken wisselen in potentiaal, hetgeen ons

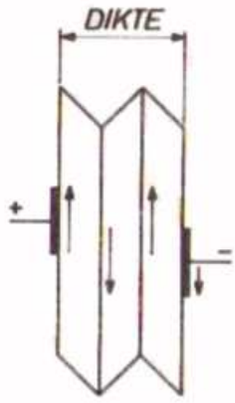


Fig.34 Vervorming van het kristal als het in zijn 3e boventoon trilt

meteen de verklaring geeft waarom alleen de oneven boventonen bruikbaar zijn omdat alleen dan een spanningsverschil optreedt (pijlen zijn tegengesteld gericht).

Om het kristal in zijn boventoon van 27 MHz te laten trillen, zal de generator het daartoe moeten dwingen.

Een kristal, dat door een generator in trilling wordt gebracht zal zelf ook weer een spanning opwekken, die ongeveer gelijk is aan de aangelegde spanning. Alleen wanneer het in zijn resonantiefrequentie trilt, zal de vibratie vele malen heftiger zijn en daarmee de opgewekte spanning groter. Door deze spanningsopslingering lijkt het alsof het kristal zich gedraagt als een elektrische trillingskring en als zodanig kan het ook worden beschouwd. Men kan er een resonantiekromme van opnemen (fig.35) en er een kwaliteitsfaktor Q aan toekennen. Uit metingen blijkt dan dat de resonantiekromme een scherpe piek vertoont en dat daaruit een Q kan worden berekend, die meestal groter is dan 10.000. Het is zelfs mogelijk om een Q te bereiken van 500.000, o.a. door

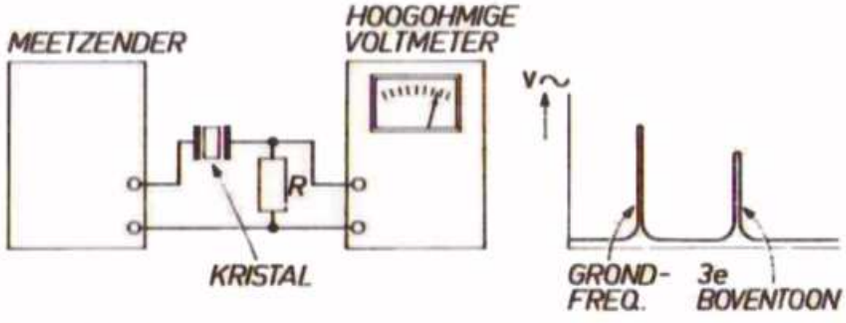


Fig.35 Opnemen van de serieresonantiekromme van het kristal

het kristal in een vacuümbuisje te monteren waardoor het mechanisch trillen minder wordt gedempt. Maar dit zou voor ons doel te ver voeren. Wij volstaan met eenvoudige kristallen met een Q van 10.000; deze geven door hun steile fazefrequentiekromme ruim voldoende stabilisatie van de frequentie.

Elektrisch equivalent van het kristal

Een kristal gedraagt zich, zoals we zagen, als een selektieve resonantiekring met een hoge Q. In vergelijking met de gewone LC-kringen, die met veel moeite een Q van 500 halen, en met héél veel moeite een Q van 2000 is een kristal wel een zeer bijzondere trillingskring. Hoewel er geen spoel aanwezig is kunnen we het kristal toch beschouwen als een kring, bestaande uit een spoel L en een condensator C. Zelfs kunnen we nog een verliesweerstand R_S in aanmerking nemen. Nu rest nog de vraag, of het een serie- of een parallelkring is. Het merkwaardige is nu, dat het kristal beide kringen in zich heeft: het kan als parallelkring én als seriekring fungeren. Het vervangingsschema ziet er uit als is aangegeven in figuur 36. De zelfinduktie L vormt samen met C_s en R_S de seriekring, terwijl deze seriekring weer parallel staat met de capaciteit C_p en daarmee de parallelkring vormt. Dat gebeurt als de seriekring zich als een zelfinduktie gedraagt, dus als de frequentie hoger is dan zijn serieresonantie-frequentie. De parallelcapaciteit wordt in hoofdzaak gevormd door de kontakt-plaatjes aan beide zijden van het kristal.

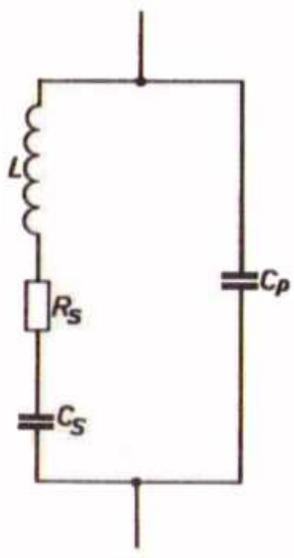


Fig.36 Elektrisch equivalent van het kristal
L = elektrisch equivalent van de massa van het kristal (± 12 mH)
C_S = elektrisch equivalent van de elasticiteit van het kristal (± 0,003 pF)
R_S = elektrisch equivalent van de mechanische wrijving in het kristal (± 20 Ω)
C_p = capaciteit van de contactplaatjes (± 5 pF)

De weerstand R_S stelt voor de elektrische equivalent van de mechanische wrijving in het kristal. De capaciteit C_s stelt voor de elektrische equivalent van de massa van het kristal en de zelfinduktie L stelt voor de elektrische equivalent van de elasticiteit. Voor 27 MHz gelden ongeveer de volgende waarden: $R_S \simeq 20\ \Omega$, $L \simeq 12$ mH, $C_p \simeq 5$ pF, $C_s \simeq 0{,}003$ pF (voor de grondfrequentie van 9 MHz is dit 0,027 pF).

Door het feit, dat het kristal 2 resonantiekringen vertegenwoordigt, zal het ook 2 resonantiefrequenties hebben, waarvan de ene door de seriekring wordt bepaald en de andere door de parallelkring. Het verschil van beide frequenties, Δf, waarvan de seriekring de laagste resonantiefrequentie heeft, wordt bij benadering bepaald door de formule:

$$\Delta f = \frac{C_s}{2C_p} f_s \text{ Hz}$$

Meestal echter werkt het kristal ergens tussen zijn serie- en parallelresonantie in. Men noemt dit ook wel zijn antiresonantie. Het hangt van de schakeling en van de bedradingscapaciteiten af, waar ongeveer zijn antiresonantie ligt.

Evenals een LC-kring heeft ook het kristal een fazefrequentiekarakteristiek. In figuur 37 is deze weergegeven. Er treden bij de oneven boventonen dezelfde

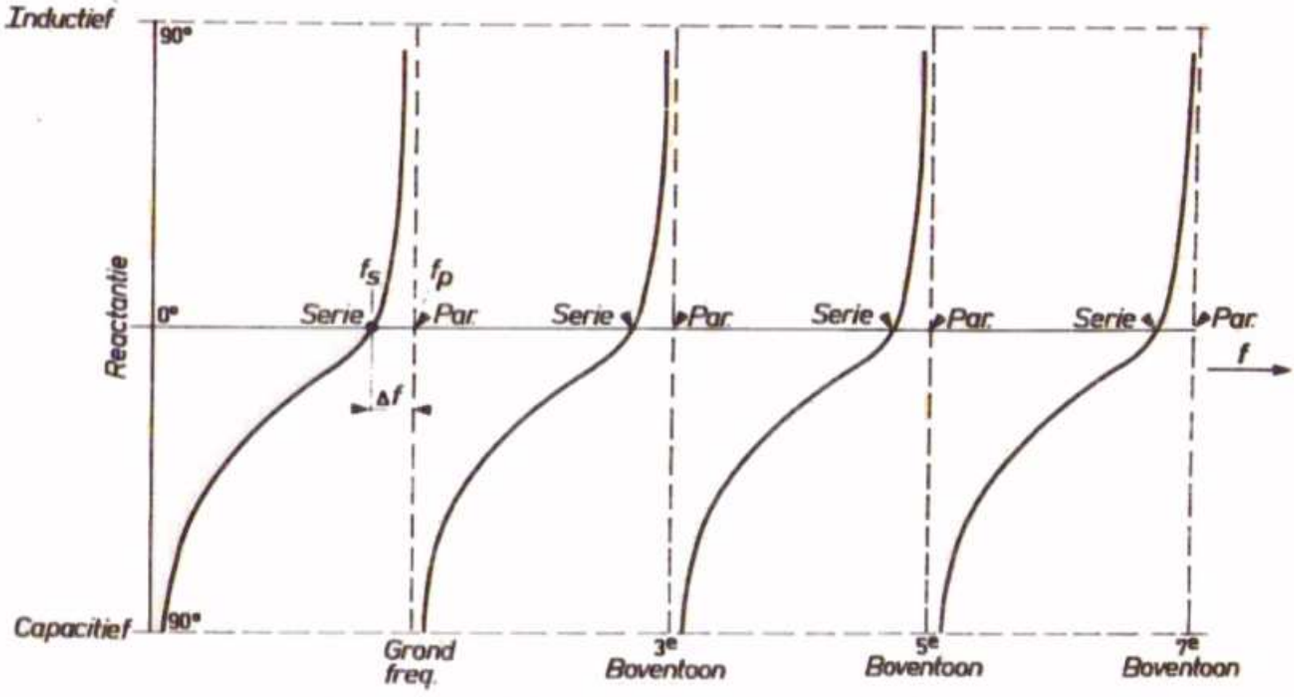


Fig.37 Fazefrequentiekarakteristiek van een kristal

eigenschappen naar voren als bij de grondfrequenties. De meeste kristallen kunnen nog zeer goed op de 7e boventoon in trilling worden gebracht. Uit de grafiek blijkt dat beneden de serieresonantie het kristal een capacitief karakter heeft. In zijn serieresonantie is het kristal zuiver ohms en heeft het een wisselstroomweerstand van ~20 Ω. Boven deze frequentie neemt de reactantie snel toe en krijgt een induktief karakter, om tenslotte op het punt van de parallelresonantie zeer groot te worden (~10 kΩ) en van 90° induktief naar 90° capacitief te wisselen. Dit herhaalt zich bij de oneven boventonen maar boven de 7e boventoon worden de verliezen te groot en werkt het kristal niet meer nauwkeurig. Wil men zenders maken voor nóg hogere frequenties, dan zal men zijn toevlucht moeten nemen tot schakelingen waarbij frequentievermenigvuldiging wordt toegepast.

Toleranties

Het frequentieverloop ten gevolge van temperatuurvariaties bedraagt meestal niet meer dan 0.025‰ tussen −30 en +60 °C. Door verouderingsverschijnselen kunnen afwijkingen ontstaan, die liggen in de buurt van 0,005‰ .

De tolerantie, waarmee de fabrikant de z.g. werkfrequentie (zie later) opgeeft, bedraagt gewoonlijk niet meer dan 0,02‰ . De totale afwijking, waarbij alle faktoren op zijn ongunstigst zouden werken, bedraagt dus ongeveer 0,05‰, wat voor ons doel juist aan de eis voldoet. Dit betekent voor een kristal van 27 MHz een afwijking van plus of min 1350 Hz van de opgegeven frequentie.

De kristalgestuurde oscillator

Het kristal heeft tot taak de oscillator te dwingen op de juiste frequentie te oscilleren. Daar het kristal zich gedraagt als een resonantiekring, zou het in combinatie met een versterkerelement een oscillator kunnen vormen, die meteen de juiste frequentie geeft. Dit wordt inderdaad ook wel gedaan, maar dan trilt het kristal in zijn grondfrequentie. Aangezien wij de derde boventoon nodig hebben, zullen we genoodzaakt zijn een extra trillingskring in de oscillator op

te nemen, die ongeveer op de frequentie van de 3e boventoon is afgestemd en op zijn beurt het kristal dwingt in zijn 3e boventoon te trillen. Aldus bestaat een kristaloscillator voor 27 MHz uit 3 toonaangevende elementen: LC-kring, versterkerelement (transistor) en het kristal zelf. Er zijn zeer veel oscillatorschakelingen mogelijk. In de eerste plaats kan men de transistor op 3 manieren schakelen: geaarde emitter-, geaarde basis- en geaarde collectorschakeling. In de tweede plaats kan het kristal werken in zijn serieresonantie of in zijn parallelresonantie. We zullen een paar grondschakelingen behandelen, die het meeste voorkomen en waarvan alle andere zijn af te leiden.

Kristal in serieresonantie. Geaarde emitterschakeling

De afgestemde LC-kring in het collectorcircuit is gekoppeld met een tweede spoel, van waaruit de terugkoppeling naar de basis plaats vindt. In deze terugkoppelleiding is het kristal opgenomen. Dit heeft in zijn serieresonantie een lage ohmse weerstand, zodat alleen op de serieresonantiefrequentie terugkoppeling mogelijk is. Daar het collectorsignaal 180° in faze is verschoven t.o.v. de basisspanning zal de spoel zodanig aangesloten moeten worden, dat nogmaals 180° fazedraaiing ontstaat, zodat de terugkoppeling weer in faze is met de basis-

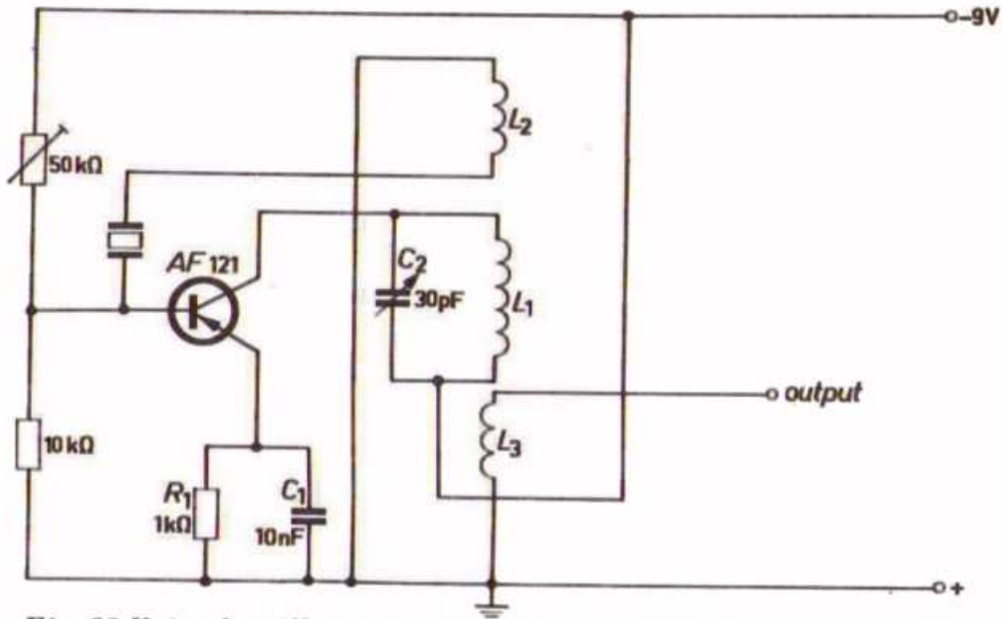


Fig.38 Kristaloscillator in geaarde emitterschakeling
L_1 = 15 wind.
L_2 = 5 wind.
L_3 = 5 wind.
} 0,25 emaille; spoelkoker van 10 mm ø

spanning. In de transistor zelf treedt er een terugwerking op tussen collector en basis, die bij deze hoge frequenties niet te verwaarlozen is en extra faze-verdraaiingen veroorzaakt. De transistor gaat zich daardoor enigszins als een zelfinductie gedragen. De werkfrequentie van de oscillator zal iets naast die van de serieresonantie-frequentie van het kristal gaan liggen, omdat het kristal een capacitief karakter aanneemt (vergelijk figuur 37), ten einde de verstorende fazedraaiing in de transistor te compenseren. Ook het gedrag van de LC-kring speelt bij deze fazedraaiing een belangrijke rol. Men zal in dit verband de afgestemde LC-kring bij voorkeur van goede kwaliteit moeten maken, omdat bij kringen met een hoge Q de faze-frequentiekarakteristiek steil verloopt en een kleine verschuiving al voldoende is om tezamen met het kristal de juiste fazedraaiing in het terugkoppelingcircuit te veroorzaken. De juiste instelling van C_2 is bereikt, als ongeveer maximale output wordt gemeten.

De emitterweerstand R_1 met ontkoppelcondensator C_1 zorgt voor de temperatuurstabilisatie van de transistor en voor de begrenzing om een stabiele oscilleertoestand te bereiken.

Geaarde collectorschakeling

De afgestemde kring heeft een capacitieve aftakking naar de emitter (fig.39).

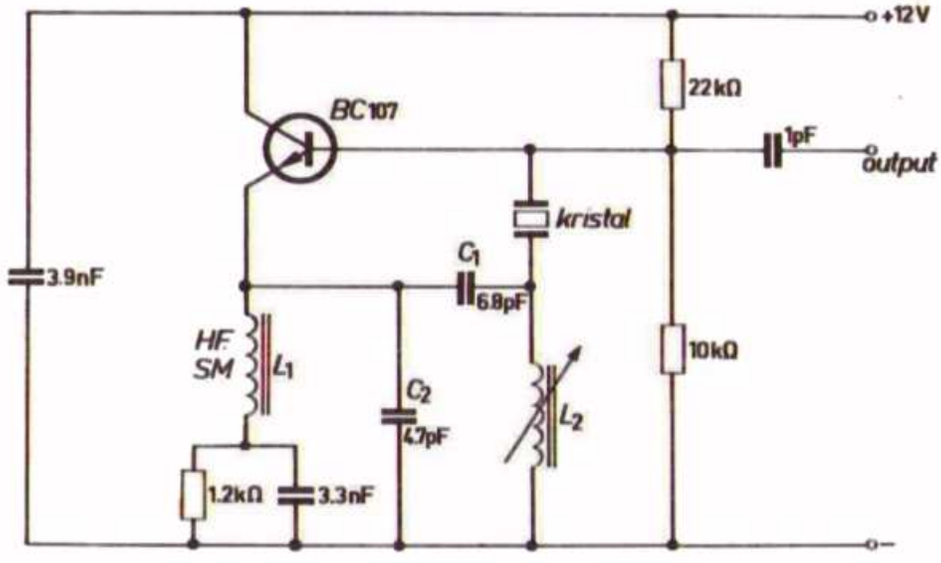


Fig.39 Kristaloscillator in geaarde collectorschakeling
L_1 = HFR smoorspoel 20 µH; 120 wind. 0,1 mm, spoel ϕ = 6 mm
L_2 = 18 wind. 0,3 emaille. Spoelkoker van 7 mm ϕ met poederijzerkern

Op het uiteinde van de spoel zal de hoogfrequent wisselspanning hoger zijn dan de spanning op de capacitieve aftakking naar de emitter. Dit spanningsverschil bepaalt de mate van terugkoppeling naar de basis en is in te stellen met de verhouding tussen de capaciteiten C_1 en C_2. Het kristal wordt in seriëresonantie gebruikt en zorgt voor de koppeling met de basis. Het gedraagt zich als een kortsluiting voor deze frequentie zodat alleen de serieresonantie-frequentie van het kristal aan de oscillator wordt opgedrongen. De terugkoppeling moet zodanig zijn, dat wanneer het kristal wordt vervangen door een condensator ter grootte van zijn parallelcapaciteit ($\pm$5 pF) geen genereren mag optreden, op welke frequentie dan ook. Is dit wel het geval dan moet de terugkoppelverhouding worden verminderd (C_2 groter maken).

De hoogfrequent smoorspoel L_1 zorgt dat de emitter toegankelijk is voor de hoogfrequente wisselspanningen.

Geaarde basisschakeling

We zullen hiervan 2 voorbeelden behandelen.

In figuur 40 wordt een oscillator getoond waarvan de afstemspoel in het collectorcircuit een aftakking heeft van waaruit de terugkoppeling naar de emitter gebeurt.

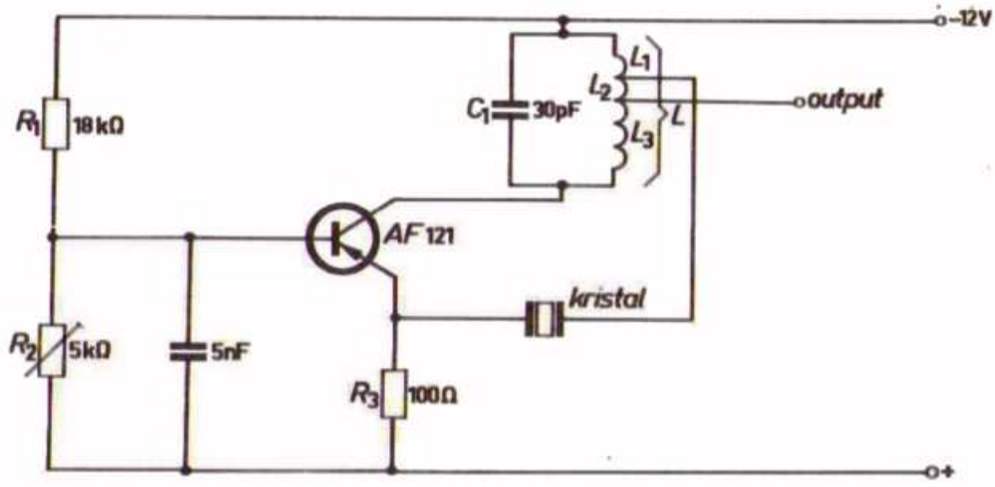


Fig.40 Kristaloscillator in geaarde basisschakeling
L = 12 wind. 0,5 mm ϕ op een spoelvorm van 12 mm ϕ
L_1 = 3 wind, L_2 = 3 wind.

Het kristal wordt weer in serieresonantie gebruikt en we kunnen het als een kortsluiting beschouwen. Met behulp van de instelpotmeter R_2 kan de basis gelijkspanning worden geregeld en daarmee het werkpunt van de transistor. R_2 wordt eenvoudig op maximale output ingesteld, evenals C_1.

Deze oscillator wordt zeer vaak gebruikt en is gemakkelijk aan het oscilleren te krijgen. Door de instelpotmeter R_2 is deze schakeling voor vrijwel alle transistors te gebruiken.

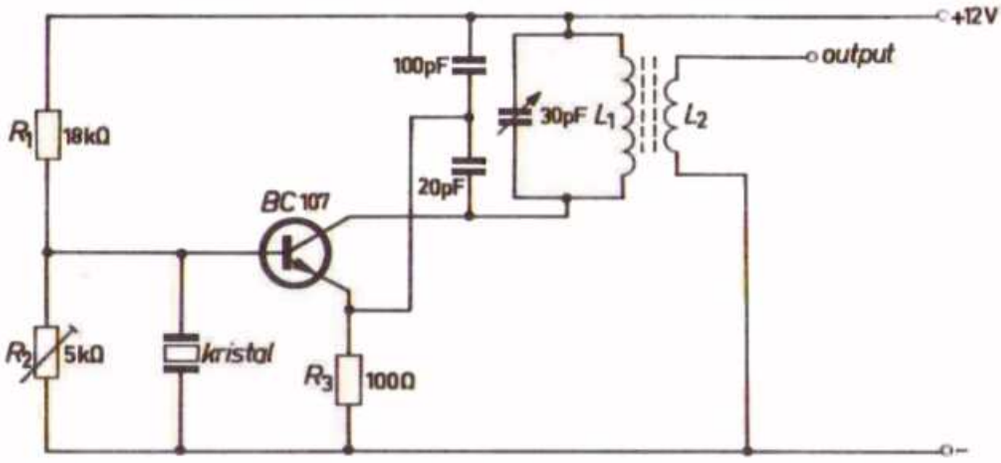


Fig. 41 Kristaloscillator in geaarde basisschakeling
L_1 = 12 wind. 0,25 mm, op spoelvorm 7 mm ϕ met poederijzerkern
L_2 = 3 wind., 0,25 mm

In figuur 41 is een soort Colpitts-oscillator getekend, waarbij een capacitieve aftakking naar de emitter is gemaakt. Het kristal staat parallel aan de basis geschakeld en zal in zijn serieresonantie een kortsluiting vormen, zodat we alleen voor deze frequentie van een geaarde basisschakeling kunnen spreken. Voor alle andere frequenties "zweeft" de basis en zal met de emitterspanning mee op en neer gaan, zodat er geen ingangssignaal tussen basis en emitter meer overblijft. Deze schakeling is voor vele typen transistors geschikt en werkt vrij betrouwbaar.

Kristal in parallelresonantie

Oscillatoren, waarbij het kristal zodanig is geschakeld, dat het in parallelresonantie werkt, komen niet zo veel voor. De belangrijkste reden hiervoor is

wel het feit, dat de werkfrequentie f_p' bij parallelresonantie niet overeenkomt met de werkfrequentie f_s' bij serieresonantie, welke laatste op het kristal staat vermeld. Dit verschil is niet te verwaarlozen, en enigszins afhankelijk van de bedradingscapaciteit en van de inwendige capaciteit van de transistor.

In figuur 42 is een geaarde collectorschakeling getekend met het kristal in parallelresonantie. De werking ervan zullen we aan de hand van figuur 43 verduidelijken. Het kristal vormt via het inwendige van de transistor tezamen met de LC-kring een nieuwe LC-kring, waarvan het kristal de zelfinduktie vertegenwoordigt en de L_1C_1-kring de capaciteit. Een kristal gedraagt zich als een zelfduktie, zodra het iets boven zijn serie-resonantiefrequentie werkt en een pa-

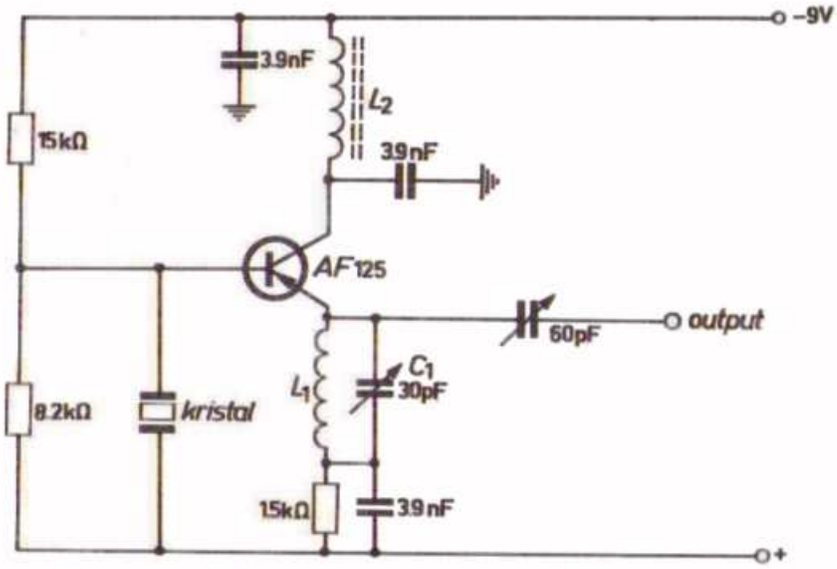


Fig.42 Kristaloscillator met kristal in parallelresonantie
L_2 = H.F. smoorspoel 20 μH (120 wind. 0,1 mm) spoel ϕ = 6 mm
L_1 = 0,7 μH = 16 wind. 0,8 mm ϕ op keramische kern van 6 mm ϕ

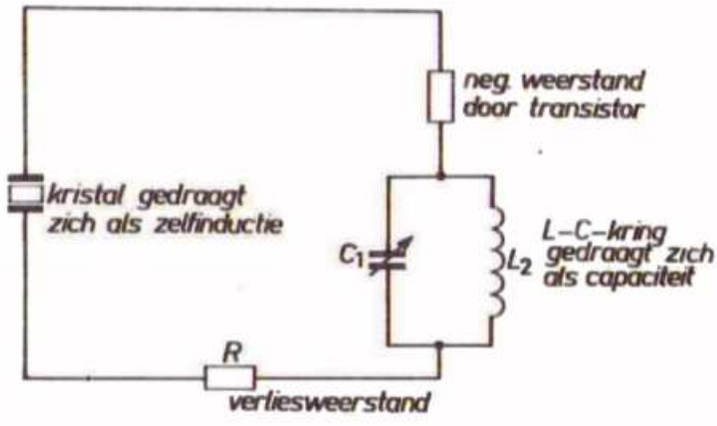


Fig.43 Vervangingsschema van Fig.42

rallelkring (L_1C_1) gedraagt zich als een capaciteit, als het iets ónder zijn resonantiefrequentie werkt.

Oscillatie treedt op, zodra in deze kring de verliesweerstand R wordt gecompenseerd door een negatieve weerstand, die door de versterking van de transistor wordt gevormd, of met andere woorden: zodra de versterking van de transistor groot genoeg is om de kring zover te ontdempen dat oscillatie optreedt.

Werkfrequentie van de kristaloscillator

Er zijn diverse oorzaken, waardoor de werkfrequentie van het kristal afwijkt van de eigenlijke serie-resonantiefrequentie. De belangrijkste is de verschuiving, die noodzakelijk is voor de juiste fazedraaiing ten einde aan de oscilleervoorwaarde te voldoen. Deze verschuiving ligt dan, als het kristal in serieresonantie wordt gebruikt, rondom het punt f_s van de fazekarakteristiek. Hij is afhankelijk van de toegepaste transistor en van het type oscillatorschakeling. De transistor zelf veroorzaakt een fazedraaiing van de hoge frequenties die niet is te verwaarlozen en waardoor de eigenlijke 180° fazedraaiing tussen basis- en collectorstroom verandert.

De frequentie, waarop de kristaloscillator zal genereren gaat hierdoor afwijken van de serie-resonantiefrequentie van het kristal om de totale fazedraaiing weer op 180° te brengen. Het is dus eigenlijk niet mogelijk om het kristal een werkfrequentie toe te kennen zonder de omstandigheden te weten waarin het kristal zich bevindt. Toch kan men kristallen kopen waarop een frequentie staat vermeld, zonder dat de fabrikant eerst overleg heeft gepleegd met de koper in welke schakeling het kristal moet worden opgenomen. Deze frequentie is dan gewoonlijk de frequentie van een veel toegepaste transistoroscillator, waarin het kristal in serie-resonantie werkt. Het kan dan toch wel zijn dat een oscillator een afwijkende frequentie produceert; meestal ligt deze afwijking binnen de toegestane tolerantie.

HOOFDSTUK 6

ZENDEREINDTRAP

Uit het voorgaande blijkt, dat de kristaloscillator een teer onderdeel van de zender is en als zodanig moet worden behandeld. Het is een precisie-instrumentje, dat tot taak heeft met grote nauwkeurigheid een hoogfrequente trilling op te wekken en dat met deze opdracht al veel moeite heeft. Men kan daarom niet verlangen, dat er ook nog veel energie uitkomt om de antenne te voeden. Het resultaat van een dergelijke dubbele taak is gewoonlijk, dat één van de twee, of beide, daaronder te lijden hebben. Zo kan het aankoppelen van de antenne direkt aan de oscillator de frequentiestabiliteit in gevaar brengen en zelfs de oscillator doen afslaan. Het koppelen moet daarom voorzichtig gebeuren waardoor de energie-afname weer gering is. Voor kleine antennevermogens (<50 mW) zou dit nog wel kunnen, maar voor grotere antennevermogens zou dit vele moeilijkheden opleveren. Dan doet men beter een eindversterker de extra taak te laten overnemen, zodat de oscillator kan volstaan met het leveren van het kleine beetje energie, dat nodig is om de eindversterker uit te sturen.

Voor héél sterke zenders is het vermogen van de kristaloscillator meestal nog te gering om de eindtrap direkt uit te sturen en is men genoodzaakt een extra tussentrap (buffertrap) aan te brengen als vermogensversterker. Maar bij de zenders, die wij zullen behandelen is dit niet nodig.

De eindtrap kan men beschouwen als een soort omvormer, die van gelijkstroom een hoogfrequente wisselstroom maakt, waarbij de wens naar voren komt dat dit gebeurt met een zo hoog mogelijk nuttig effekt en een zo groot mogelijk afgegeven vermogen. Daar de vervorming van de eindtrap geen rol speelt, omdat de harmonischen worden uitgefilterd door een afgestemde kring, meestal gevolgd door een harmonischenfilter, behoeft men bij het bepalen van de condities, waaronder de transistor moet werken, daar geen rekening mee te houden en kan men zich concentreren op het nuttig effekt en het vermogen. Jammer genoeg ligt het maximum voor beide niet bij dezelfde instelling van de transistor.

Het is bekend, dat een versterkertrap bij 3 verschillende instellingen kan werken, n.l.

A-instelling, waarbij het werkpunt van de transistor midden op het rechte deel van de karakteristiek ligt en de wisselspanning van top tot top het rechte deel niet verlaat (nuttig effekt ongeveer 45%).

B-instelling, waarbij het werkpunt zodanig is gekozen dat de transistor op de rand van afgeknepen staat. De B-instelling komt veel voor in balansversterkers waarin de ene transistor de positieve helft van de wisselspanning versterkt en de andere transistor de negatieve helft (nuttig effekt ongeveer 65%).

C-instelling, waarbij het werkpunt ver in het afgeknepen gebied ligt, zodat alleen de toppen van de toegevoerde wisselspanning worden versterkt. Er treedt natuurlijk een aanzienlijke vervorming op, waardoor dit type versterker alleen bruikbaar is voor zendereindtrappen met in het collectorcircuit een filterkring, die alleen de grondgolf doorlaat.
Het nuttig effekt is ongeveer 75%.

Klasse C-ingestelde eindtrap

We zullen de C-instelling wat uitgebreider behandelen, omdat deze in de zendertechniek zo veel voorkomt.

Als voorbeeld nemen we een eindtrap met de hoogfrequent transistor BFY 50-51 of 52, die veel als eindtransistor wordt gebruikt. De eindtrap heeft in het collectorcircuit gewoonlijk een afgestemde kring, die een belangrijke invloed heeft op de goede werking van de zender (fig. 44). Tezamen met de antenne vormt deze de belasting van de eindtrap en heeft daarbij nog de extra taak zo weinig mogelijk harmonischen naar de antenne door te laten. In figuur 45 is links de I_C-V_{BE}-karakteristiek van de BFY 50 getekend. Bij een basis-emitterspanning van nul volt staat de transistor in C-instelling. (Werkpunt = 0 V)

Een wisselspanning op de basis veroorzaakt in het collectorcircuit stroomstoten, die weliswaar van een sinusvorm afkomstig zijn maar waaraan zó veel

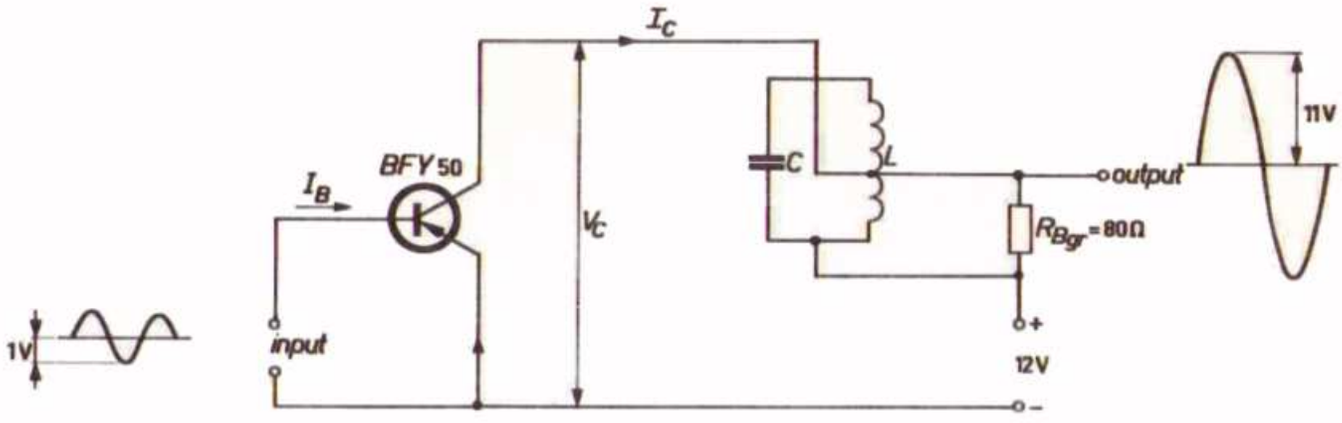


Fig.44 Eindtrap met de BTY 50 in C-instelling

ontbreekt, dat er behalve een grondgolf een aanzienlijke hoeveelheid harmonischen aanwezig is. Aangezien de harmonischen ons in het geheel niet interesseren, integendeel, we moeten ze kwijt zien te raken, zullen we ons voorlopig alleen op de grondgolf concentreren. Om de eindtrap verder te kunnen berekenen moeten we niet alleen het gedrag van de collectorstroom kennen, maar ook dat van de collectorspanning. Daartoe beschouwen we figuur 45, waarin naast de V_{BE}-I_C-karakteristiek ook de V_{CE}-I_C-karakteristieken zijn getekend bij verschillende basisstromen. We zien dat een variatie van de collectorspanning bijna geen variatie in de collectorstroom ten gevolge heeft, behalve wanneer we beneden de kniespanning van 1 volt komen.

De afgestemde kring die in het collectorcircuit is opgenomen, wordt periodiek door de stroompulsen I_C aangestoten. Deze stoten veroorzaken spanningen over de LC-kring, die door zijn vliegwielwerking zal uitslingeren en een volledige sinusvormige spanning over zijn klemmen zal doen ontstaan. Deze spanning loopt synchroon met de collectorstroompulsen en wel zodanig, dat een collectorstroomtoename samengaat met een collectorspanningafname. En dus treedt de I_{Cp} op hetzelfde moment op als E_{min}. De trillingskring wordt door de stroomimpulsen op gang gebracht en zal een eigen sinusvormige spanning opwekken, die bij de voedingsspanning wordt opgeteld. Wanneer V_B de voedingspanning is, dan wordt door de daar op gesuperponeerde sinus een minimum bereikt in punt A en een maximum in punt B. Het is het mooiste als de spanning zover daalt, dat E_{min} gelijk is aan de kniespanning (punt A) of

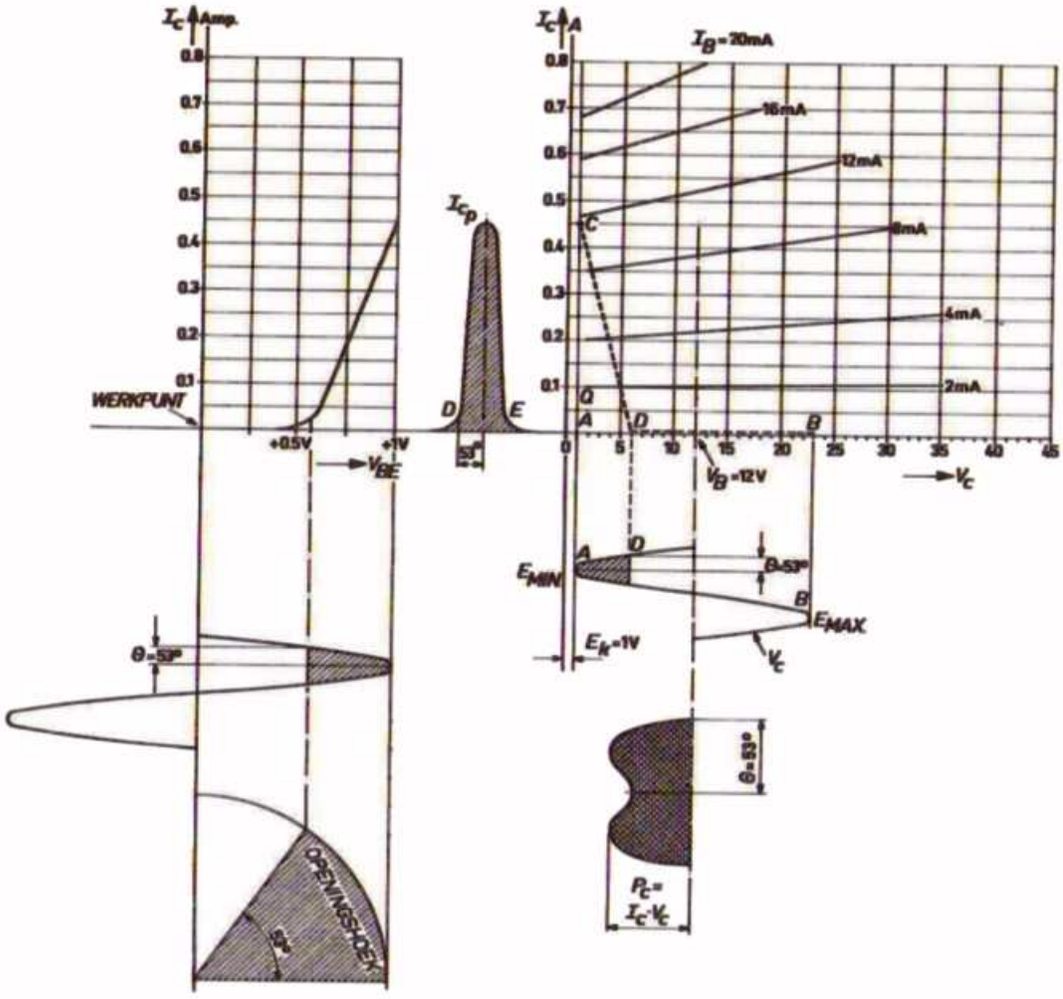


Fig.45 Grafieken van de transistor in C-instelling, de openingshoek Θ = 53°. De collectorspanning varieert tussen 23 V en 1 V, de collectorstroom tussen 0 en 450 mA. De output P_C is maximaal

m.a.w., als de collectorwisselspanning zo groot is, dat de toppen tot aan de kniespanning reiken. Dit stelt natuurlijk speciale eisen aan de belasting van de transistor. In de figuur is de z.g. belastinglijn getekend. Dit is de lijn, die in horizontale richting het verloop van de collectorspanning volgt en in vertikale richting het verloop van de collectorstroom. Dit gaat als volgt:

We beginnen bij punt C. Daar is de collectorstroom maximaal en de collectorspanning minimaal. Daarna loopt de spanning op naar punt D. Tege-

lijk is de stroom afgenomen tot punt D. De stroom blijft verder nul gedurende de rest van de sinus, terwijl de spanning over de trillingskring sinusvormig blijft verlopen en achtereenvolgens de punten V_B - B - V_B - D passeert, waarna in punt D weer collectorstroom gaat vloeien en de belastinglijn omhoog gaat om weer bij zijn beginpunt C aan te landen. Gedurende het deel CD van de belastinglijn loopt er stroom door de belasting en staat er tevens spanning over, zodat alleen gedurende deze tijd vermogen wordt geleverd (het gearceerde deel). Zouden we op elk moment de stroom I_c met de spanning V_c vermenigvuldigen, dan konden we, zoals figuur 45 laat zien, een vermogenskromme P_c construeren die is ingedeukt op het moment dat de spanning het laagst is. Dit vermogen P_c zullen we nu gaan berekenen, evenals het toegevoerde gelijkstroomvermogen.

Gelijkstroomvermogen

De hoek van de sinus, gedurende welke een collectorstroom vloeit, noemt men de stroomhoek, in figuur 45 gearceerd getekend (ongeveer 106°). Ter verduidelijking zij vermeld, dat bij de B-instelling de stroomhoek 180° en bij de A-instelling 360° bedraagt. In plaats van de stroomhoek gebruikt men meestal de openingshoek, die wordt aangeduid met de Griekse letter θ (thêta). De openingshoek = $\frac{1}{2}$ stroomhoek.

Aan de hand van figuur 46 kan men de toegevoerde gelijkstroom bepalen.

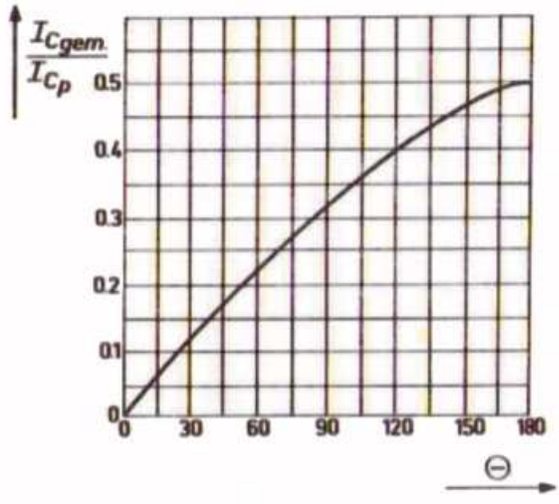


Fig.46 Verhouding tussen de gemiddelde collectorstroom en de piekwaarde van de collectorstroom bij verschillende openingshoeken Θ

Voor een openingshoek van 53° (stroomhoek 106°) is de verhouding:

$$\frac{\text{gemiddelde collectorstroom } I_{c_{gem}}}{\text{piekwaarde van de collectorstroom } I_{c_p}} \quad \text{gelijk aan } 0,2$$

Voor een I_{c_p} = 450 mA (fig.45) is dan $I_{c_{gem}} = 0,2 \cdot 450 = 90$ mA.

Bij een voedingsspanning van 12 V is het toegevoerde gelijkstroomvermogen:

$$12 \times 90 = 1080 \text{ mW}$$

Wisselstroomvermogen

Het wisselstroomvermogen wordt bepaald met behulp van figuur 47. Hieruit blijkt. dat voor $\Theta = 53°$ de verhouding

$$\frac{\text{amplitude grondgolf } I_c}{\text{Piekwaarde van de collectorstroom } I_{c_p}} \quad \text{gelijk is aan } 0,36$$

De amplitude van de grondgolf bedraagt dus

$$I_c = 0,36 \times 450 = 162 \text{ mA}$$

De amplitude van de wisselspanning is gelijk aan de voedingsspanning. verminderd met de kniespanning, dus 12 – 1 = 11 V. De effektieve waarden van wisselstroom en wisselspanning zijn $\sqrt{2}$ x kleiner, zodat het wisselstroomvermogen gelijk is aan:

$$\frac{162}{\sqrt{2}} \times \frac{11}{\sqrt{2}} = 885 \text{ mW}$$

Het nuttig effekt van deze in C-ingestelde eindtrap is dus $\frac{885}{1080} = 82\%$

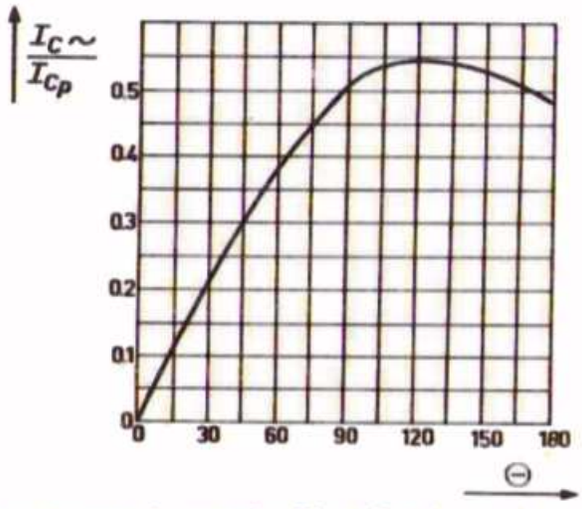


Fig.47 Verhouding tussen de grondgolfamplitude en de piekwaarde van de collectorstroom bij verschillende openingshoeken Θ

Dit is het maximale nuttig effekt dat de transistor kan halen. Bij deze hoge frequentie van 27 MHz treden echter komplikaties op in het inwendige van de transistor, die het nuttig effekt verder doen afbrokkelen. In de praktijk blijkt meestal dat men niet hoger komt dan 75% en dat de output niet meer dan 750 mW zal zijn.

Belastingweerstand

Deze wordt zodanig gekozen, dat de collectorspanning in zijn minimum gelijk is aan de kniespanning (1 V). In dat geval is de voedingsspanning ten volle uitgenut en hebben we maximale output. De grootte van de belastingsweerstand in dit speciale grensgeval $R_{b\,gr}$ kan worden berekend uit;

$$R_{b\,gr} = \frac{\text{collector wisselspanning}}{\text{collector wisselstroom}} = \frac{11/\sqrt{2}}{0,162/\sqrt{2}} = 68\ \Omega$$

Dan is de transistor op zijn gunstigst aangepast en levert hij maximum vermogen. Daar door de verliezen in de transistor de wisselstroom niet die waarde zal halen die we hebben berekend, zal R_{bgf} hoger zijn, ong. 80 Ω.

Stel nu, dat de belastingsweerstand kleiner is dan 80 Ω, dan wordt de wisselspanning over de kring kleiner en blijft de minimum collectorspanning boven de kniespanning. Het wisselstroomvermogen neemt af. Het nuttig effekt wordt slechter en er gaat meer energie in de transistor verloren. Dit kan een temperatuurstijging ten gevolge hebben, hetgeen de transistor zou kunnen schaden.

Omgekeerd, wordt de belastingsweerstand te groot, dan zal de wisselspanning tot over de kniespanning uitslingeren. De belastinglijn buigt dan bij C om (fig. 48) met het gevolg dat de collectorstroompuls in zijn top indeukt. Deze indeuking kan zelfs zo diep worden, dat de stroom nul wordt. De sterkte van de grondgolf neemt daardoor af en de output dus ook. Wordt de belastingsweerstand erg groot, omdat b.v. de antenne niet is aangesloten, zodat de zender zijn energie niet kwijt kan, dan kan het vóórkomen dat de kring zó weinig gedempt is, dat de spanning erover sterk opslingert.

Het gevaar is niet denkbeeldig, dat dan de toelaatbare collectorspanning

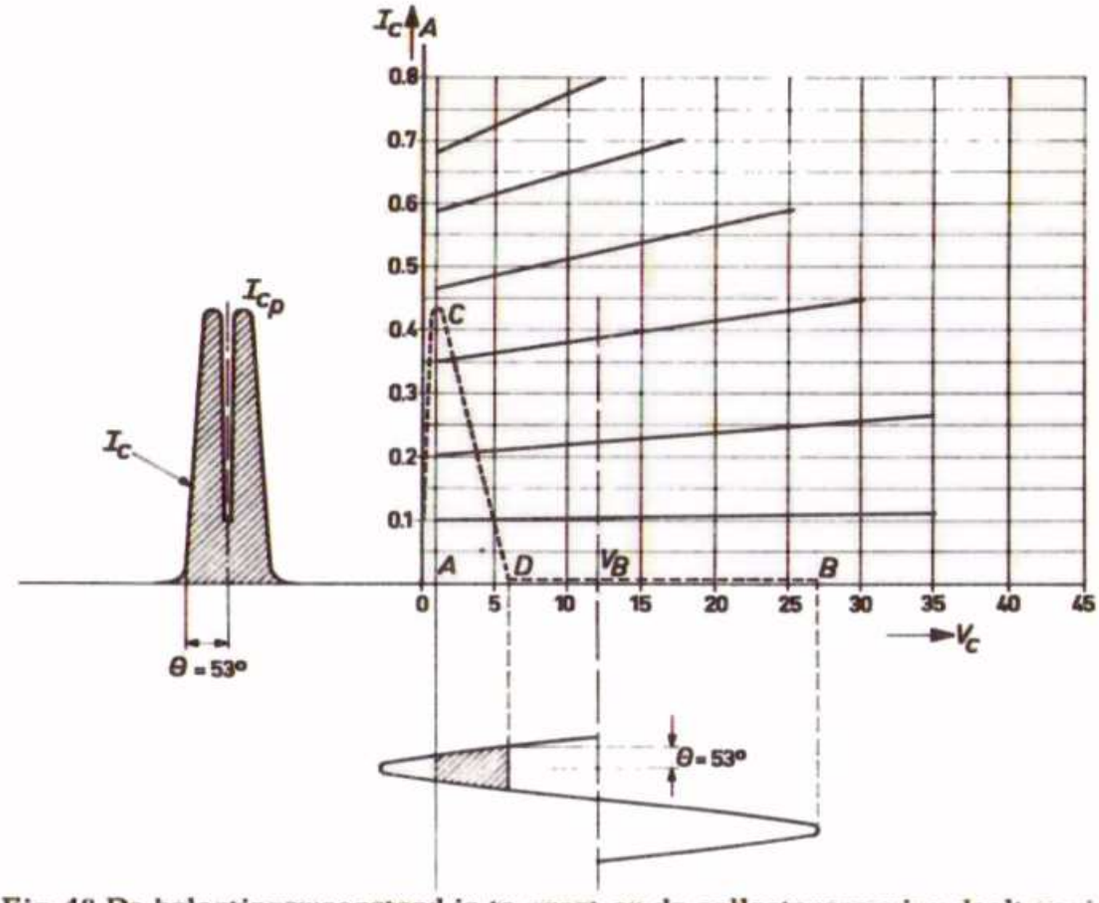


Fig.48 De belastingsweerstand is te groot en de collectorspanning daalt periodiek beneden de kniespanning. De belastinglijn buigt bij punt C. De collectorstroom vertoont daardoor in de top een abrupte afname. De output neemt af

wordt overschreden en de transistor doorslaat. Dat is de reden waarom men de zender nooit mag inschakelen als deze niet is belast met een antenne of een vervangingsweerstand.

Voor het snel bepalen van de uitgangsimpedantie van de transistor maken we vaak gebruik van één van de twee volgende benaderings-formules:

$$R_u = \frac{V_B^2}{2P_o}$$

waarin: V_B = voedingsspanning in V

P_o = output in W

Hier wordt de kniespanning verwaarloosd, zodat de effektieve waarde van de collector wisselspanning gelijk is aan $V_B/\sqrt{2}$

$$R_u = \frac{V_B}{1{,}5 I_c}$$

V_B = voedingsspanning in V

I_c = collector gelijkstroom in A.

De faktor $\frac{1}{1.5}$ wordt als het nuttig effekt verondersteld (66.6 %)

Uit de grafieken van de BFY 50 kan men aflezen dat de piekstromen maximaal 1A kunnen zijn. Dit geldt alleen voor lage frequenties. Voor 27 MHz echter ligt dit maximum aanzienlijk lager vanwege allerlei beperkingen in de transistor zelf (inwendige capaciteiten, traagheid der elektronen, enz.).
Vandaar dat wij de piekstroom niet hoger kiezen dan 450 mA en daarvoor is het nodig dat de basis zo ver mogelijk wordt uitgestuurd. We mogen wel rekenen op een input vermogen van 50 à 100 mW. De input impedantie bij deze frequentie kan geschat worden op 5 à 10 Ω.

Het voorgaande rekenvoorbeeld is gegeven om een indruk te geven van wat er eigenlijk gebeurt en wat men ruwweg van een bepaalde transistor mag verwachten, maar de uitkomsten moet U niet al te serieus nemen. Daarvoor zouden we dieper moeten ingaan op de werkelijke toedracht van het spel van elektronen en gaten binnen in de transistor, en dat zou ons veel te ver voeren.
Het gaat in de eerste plaats om de praktische kant van de zaak. In hoofdstuk 10 is het schema met deze eindtrap (fig.87) helemaal uitgewerkt.

HOOFDSTUK 7

KOPPELING VAN DE ZENDEREINDTRAP MET DE ANTENNE

Onderdrukking van de harmonischen

Het hoogfrequent vermogen, dat de zendereindtrap levert is bedoeld om de antenne te voeden. Dit gebeurt gewoonlijk via een aanpassingsnetwerk, dat tot taak heeft om met zo weinig mogelijk verliezen:

a. de impedantie van de eindtrap aan te passen aan die van de antenne

b. harmonischen te onderdrukken.

Voor kleine zenders, < 50 mW, is deze opgave niet zo moeilijk. Men gebruikt dan een LC-kring (tankkring) waarmee elke aanpassing is te maken door het kiezen van de juiste aftakking. Kiest men de aftakkingen zodanig, dat er een redelijke werk-Q blijft bestaan, dan wordt de kring niet al te veel gedempt. Deze behoudt dan een zekere vliegwielwerking en zorgt voor voldoende harmonischen-onderdrukking.

Moeilijker wordt het wanneer het vermogen groter wordt (dan 50 mW), want dan is meestal de uitgangsimpedantie van de transistor laag, waardoor de aftakkingen op de tankkring een ongunstige verhouding krijgen. Tevens neemt bij grotere vermogens de sterkte van de harmonischen toe, zodat de onderdrukking door een enkele tankkring niet voldoende is. In dat geval gebruikt men meestal een π-filter of Collins-filter, dat gemakkelijk op de juiste aanpassingen kan worden afgeregeld en een goede harmonischen-onderdrukking geeft. Mocht de verzwakking van de harmonischen toch nog niet voldoende zijn, dan kan een tweede π-filter volgen, dat nog eens een zelfde verzwakking voor zijn rekening neemt. Natuurlijk verzwakt de grondgolf ook wel enigszins, maar bij een goede dimensionering van de spoelen en condensatoren is dit maar weinig.

Bij nog grotere vermogens (> 0,5 watt) wordt het π-filter meestal voorafgegaan door een serieschakeling van zelfinduktie en capaciteit, die in combinatie met het π-filter een afgestemde seriekring vormt en een extra harmonischen-

onderdrukking geeft, terwijl op zeer lage uitgangsimpedantie kan worden aangepast.

Wat de harmonischen betreft zijn de eisen van de P.T.T. zeer streng: op een afstand van 30 m mag nog slechts een veldsterkte van hoogstens 30 μV/m aan ongewenste straling worden gemeten. Dit komt neer op een stralingsvermogen van ongeveer 1 μW. Het ligt voor de hand dat er paal en perk gesteld moet worden omdat een té grote veldsterkte van de harmonischen storing zou kunnen veroorzaken in andere frequentiebanden, die weer zijn gereserveerd voor allerlei andere doeleinden.

De meeste zenders zullen zonder extra voorzieningen de eisen overschrijden en onherroepelijk worden afgekeurd. Vandaar dat het van het grootste belang is, om hier de uiterste zorg aan te besteden.

We zullen nu de verschillende typen filters nader behandelen.

Tankkring

Voor een zender zoals is aangegeven in figuur 80 (Hoofdstuk 10), met de BF115 als hoogfrequent transistor die een hoogfrequent output van ongeveer 20 mW levert, gebruiken we de tankkring als aanpassingselement en als harmonischenonderdrukker. Bij een voedingsspanning van 9 volt zal de uitgangsimpedantie ongeveer zijn (blz. 76):

$$R_u = \frac{V_B^2}{2P_0} = \frac{81}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-3}} = 2000\ \Omega$$

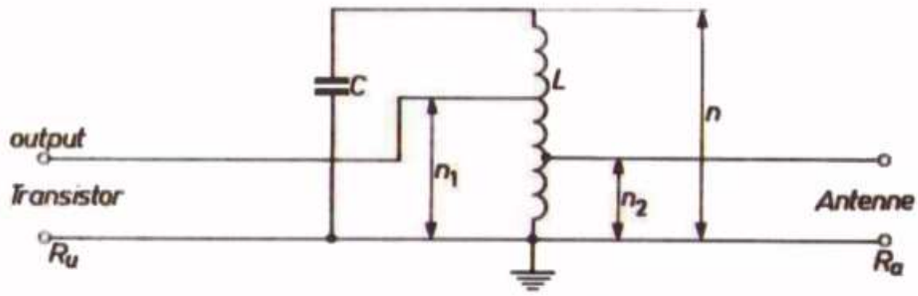


Fig.49 De tankkring

Stel de antenne heeft een impedantie van 50 Ω dan moet er een transformatie van 2000 op 50 Ω plaatsvinden. In figuur 49 is dit getekend. De verhouding tussen het aantal windingen n_1 en n_2 moet zijn:

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{R_u}{R_a} = \sqrt{\frac{2000}{50}} = 6\times$$

Berekening spoel L

De zelfinduktie van de spoel L wordt berekend uit

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Nemen we voor C een trimmer met parallel daaraan een kondensator die samen een capaciteit van 50 pF hebben dan vinden we voor L = 0,7 μH.

Het aantal windingen wordt berekend met de formule

$$L = \frac{n^2 d^2}{1013l\,(1 + 0{,}45d/l)}$$ (zie blz. 55)

Nemen we voor de spoeldiameter d = 12 mm en de spoellengte ℓ = 30 mm dan vinden we: n = 13 windingen.

Voor de berekening van het aantal windingen n_1 en n_2, waarop de aftakkingen gemaakt moeten worden gaan we uit van de formule

$$Q_w = \frac{R_p}{2\pi f L}$$

Hierin is Q_W de werk-Q, die voor een goede harmonischen-onderdrukking tussen 5 en 10 wordt gekozen. Voor een 20 mW-zender zullen we Q = 10 nemen. Straks zullen we zien hoeveel onderdrukking dit geeft.

R_p is een vervangings-parallelweerstand over de kring. Deze vervangt alle weerstanden die in de belaste kring een rol spelen:

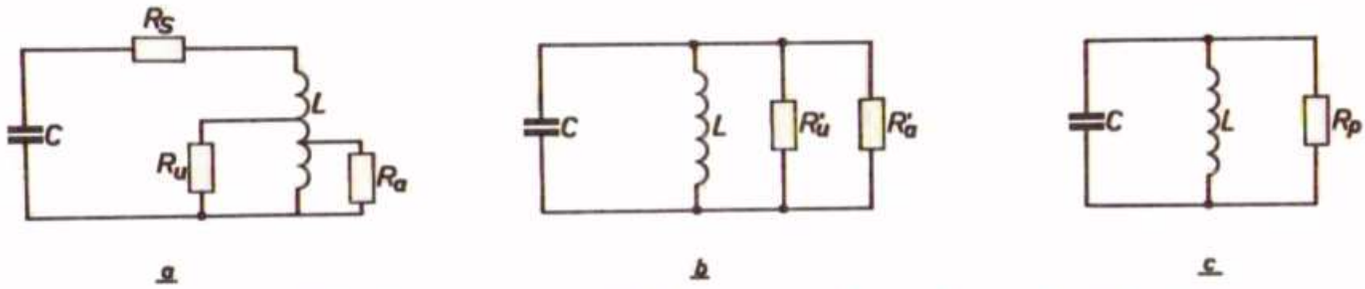
de belastingweerstand R_u

de antenneweerstand R_a

de eigen serieverliesweerstand R_s

De invloed van de laatste is zo gering dat we deze kunnen verwaarlozen. De weerstanden R_u en R_a moeten worden omgerekend in een parallelweerstand over de gehele spoel: $R'_u = R_u\left(\frac{n}{n_1}\right)^2$ en $R'_a = R_a\left(\frac{n}{n_2}\right)^2$

Deze 2 vormen samen de parallelweerstand R_p (fig.50).



a b c

Fig.50 a. Tankkring met de parallelweerstanden R_u en R_a; b. R_u en R_a zijn vervangen door R_u' en R_a'; c. R_u' en R_a' vormen samen R_P

$$R_p = \frac{R_u' R_a'}{R_u' + R_a'}$$

Vullen we dit in in bovenstaande formule voor Q_w dan gaat deze over in:

$$Q_w = \frac{\left(\frac{n}{n_1}\right)^2 R_u \cdot \left(\frac{n}{n_2}\right)^2 R_a}{2\pi f L\left\{\left(\frac{n}{n_1}\right)^2 R_u + \left(\frac{n}{n_2}\right)^2 R_a\right\}}$$

Hierin is $Q_w = 10$ $\quad f = 27.10^6$ Hz

$n_1 = 6n_2$ $\quad L = 0,7.10^{-6}$ H

$R_u = 2000\ \Omega$ $\quad n = 13$

$R_a = 50\ \Omega$

Als enige onbekenden blijven n_1 en n_2 over, waarvan de onderlinge verhouding bekend is. Werken we bovenstaande formule uit, dan vinden we:

$$10 = \frac{\left(\frac{n}{6n_2}\right)^2 2000 \cdot \left(\frac{n}{n_2}\right)^2 50}{2\pi\, 27\cdot 10^6 \cdot 0,7\cdot 10^{-6}\left\{\left(\frac{n}{6n_2}\right)^2 2000 + \left(\frac{n}{n_2}\right)^2 50\right\}}$$

$\frac{n}{n_2} = 6,5$ ... neem 6

$n_2 \simeq 2$ windingen

$n_1 \simeq 6 \,.\, 2 = 12$ windingen; we nemen $n_1 = n = 13$ windingen

Wordt de spoel vervaardigd van draad van 1,5 mm ϕ dan kunnen we rekenen op een Q_0 van ongeveer 200 en dan is het nuttig effekt van de kring bij een werk-Q = 10

$$\eta \simeq 1 - \frac{2Q_w}{Q_0} \simeq 0,90$$

De verzwakking van de harmonische kan worden berekend uit de formule:

$$\text{verzwakking} = \sqrt{1 + Q_w^2\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2}$$

waarin Q_w = 10, f_0 = resonantie frequentie en f = verstemde frequentie.

Voor de tweede harmonische vinden we dan:

$$\text{verzwakking} = \sqrt{1 + 10^2\left\{\frac{54}{27} - \frac{27}{54}\right\}^2} = 15x$$

Dit is de spanningverzwakking. Voor de vermogensverzwakking wordt dit het kwadraat, dus 225 x., hetgeen voor deze zender ruim voldoende is.

In figuur 51 is de zender verder uitgewerkt. (Zie ook hoofdstuk 10).

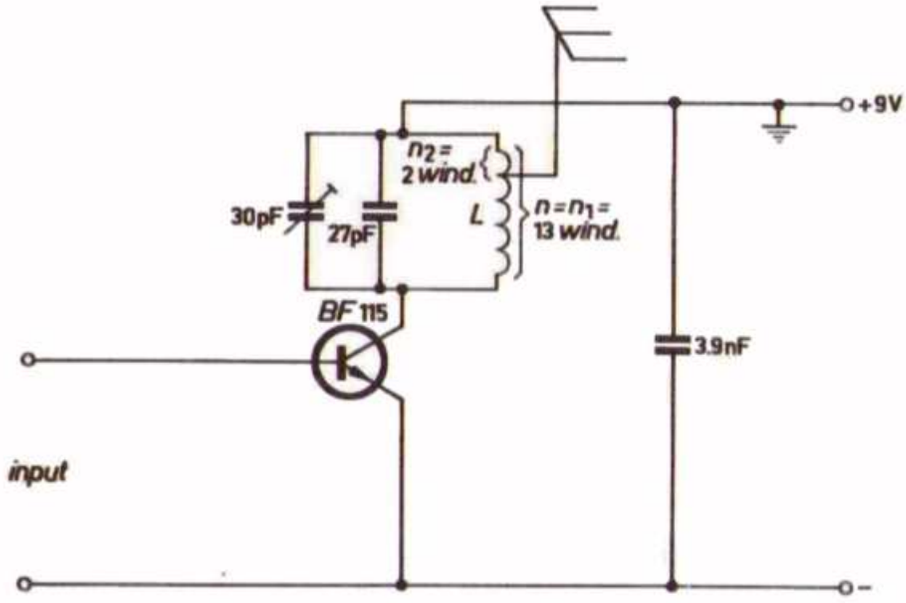


Fig.51 20 mW-zender.
L = 0,7 µH. Aantal wind. = 13 op spoelkoker van 12 mm en wikkellengte 30 mm; 1,5 mm draad ϕ. Aftakkingen n_1 = n = 13 en n_2 = 2 wind.

π-filter

Bij lage uitgangsimpedanties van de eindtransistor maakt men veel gebruik van het "collinsfilter" of "π-filter". Deze benaming heeft het filter te danken aan zijn konstructie, bestaande uit 3 takken die volgens een π zijn verbonden. Het is een laag-doorlaat-filter, dat voor de harmonischen-onderdrukking zorgt en bovendien de mogelijkheid heeft om op eenvoudige wijze de uitgangsimpedantie van de eind-

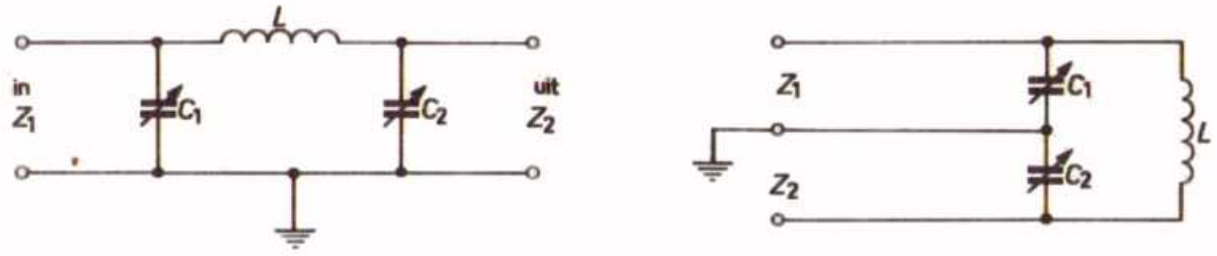


Fig.52 Het π-filter

transistor aan te passen aan de antenne-impedantie. Ook wordt het vaak toegepast als koppelelement tussen 2 zendertrappen.

Het π-filter. zoals dat getekend is in figuur 52 is in principe een resonantiekring bestaande uit spoel L met daaraan parallel 2 in serie geschakelde condensatoren C_1 en C_2.

De condensatoren vormen een capacitieve aftakking die op elke gewenste waarde kan worden ingesteld. wanneer ze geheel of gedeeltelijk als trimmers zijn uitgevoerd.

Zijn C_1 en C_2 even groot. dan ligt de aftakking in het midden en dan zal ook het midden van spoel L neutraal zijn. De spanningen aan de uiteinden van de spoel zijn dan even groot en in tegenfaze (fig.53a). De ingangsimpedantie van het filter is dan gelijk aan de uitgangsimpedantie. dus $Z_1 = Z_2$.

Neemt men C_2 b.v. 3 x zo groot als C_1 dan is het alsof de spoelaftakking verschuift naar een punt waarbij $n_1 = 3 \times n_2$. De ingangsimpedantie wordt daardoor 3^2 x de uitgangsimpedantie. dus $Z_1 = 9\, Z_2$ (fig.53b).

We moeten hier een zekere restrictie in acht nemen. want deze theorie geldt alleen als de kring weinig of niet is belast. dus bij een hoge Q-waarde. Voor

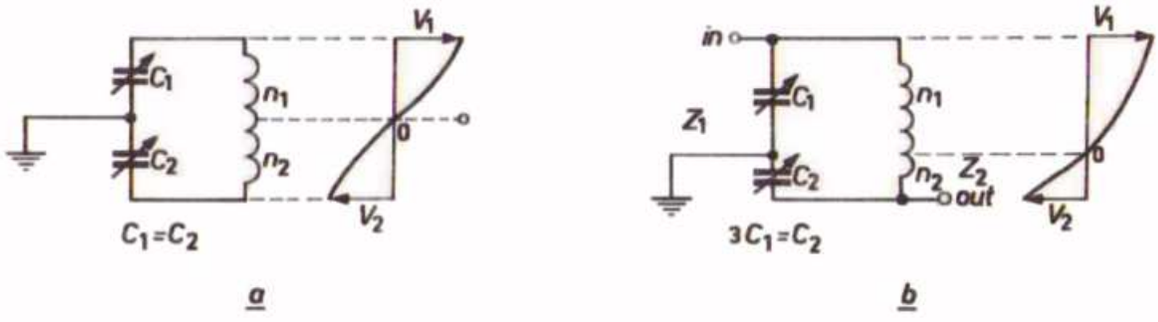


Fig.53 Het π-filter als aanpassingselement

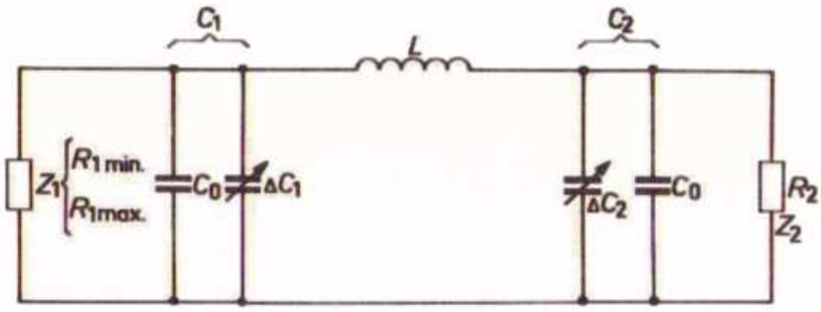


Fig.54 Filter met niet gelijke ingangs- en uitgangsimpedantie: R_1 en R_2 zijn niet gelijk

het berekenen van het π-filter maken we gebruik van een paar eenvoudige formules waarin wel de belasting is verwerkt en die betrouwbare uitkomsten geven. Voor filters waarvan de ingangs- en uitgangsimpedantie niet gelijk zijn (fig.54) zijn dit:

$$L = \frac{1}{\omega}\sqrt{R_{1\,min} \cdot R_2} \;\; \mu H$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2 L} \;\; pF$$

$$\Delta C_1 = \frac{1}{2\omega R_{1min}} \;\; pF$$

$$\Delta C_2 = \frac{1}{\omega R_2}\sqrt{\frac{R_{1max}}{R_{1min}} - 1} \;\; pF$$

Hierin zijn $R_{1\,min}$ en $R_{1\,max}$ de grenzen waartussen de uitgangsimpedantie van de transistor wordt geschat. R_2 = impedantie van de antenne, dus 50 Ω.

Voorbeeld

Bij een zendereindtrap met een BFY43 (100 mW-zender uit hoofdstuk 10), wordt de uitgangsimpedantie berekend uit $R_u = \frac{V_B^2}{2P_o}$. De voedingsspanning voor de eindtrap is 6 V zodat $R_u = \frac{36}{2 \cdot 0,1} = 180\ \Omega$. We nemen voor $R_{1\,min} = 160\ \Omega$ en $R_{1\,max} = 200\ \Omega$; de antenne-impedantie is 50 Ω en de zenderfrequentie is 27 MHz. De waarden voor L en de C's worden dan:

$$L = \frac{1}{2\pi 27 \cdot 10^6}\sqrt{50 \cdot 160} = 0,53\ \mu H$$

$$C_0 = \frac{1}{(2\pi\, 27 \cdot 10^6)^2 \cdot 0,53 \cdot 10^{-6}} = 65\ pF$$

$$\Delta C_1 = \frac{1}{2(2\pi 27\cdot 10^6)160} = 18{,}5\ \text{pF}$$

$$\Delta C_2 = \frac{1}{2\pi 27\cdot 10^6\cdot 50}\sqrt{\frac{200}{160}} - 1 = 60\ \text{pF}$$

De spanningsverzwakking van de 2de harmonische die met een dergelijk filter kan worden verkregen is ongeveer $5\frac{1}{2}$x. Dit komt neer op een vermogensverzwakking van 30x. Bij zenders met vermogens van 50 mW en hoger is dit meestal niet voldoende en zal een tweede filter moeten volgen, dat nog minstens een evengrote verzwakking geeft (fig.55). Dit filter moet dan een ingangsimpedantie van 50 Ω en een uitgangsimpedantie van 50 Ω bezitten en kan zonder meer achter het vorige filter worden gekoppeld.

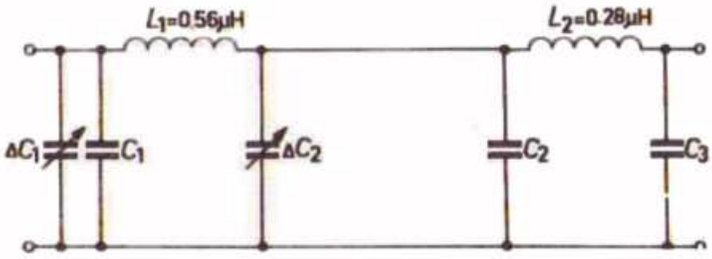


Fig.55 Dubbel π-filter.
L_1 = 8 wind. 1 mm draad, d = 10 mm, l = 15 mm
L_2 = 6 wind. 1 mm draad, d = 10 mm, l = 15 mm
C_1 = 68 pF, C_2 = 220 pF, C_3 = 165 pF
ΔC_1 = 30 pF, ΔC_2 = 60 pF

De berekening hiervan kan worden verricht met de volgende vereenvoudigde formules:

$$C = \frac{\sqrt{2}}{\omega R}\ \text{pF} \qquad\qquad L = \frac{2\sqrt{2}}{3\omega} R\ \ \mu\text{H}$$

Als uitkomsten vinden we dan:

$$C = \frac{\sqrt{2}}{2\pi 27\cdot 10^6\cdot 50} = 165\ \text{pF}$$

$$L = \frac{2\sqrt{2}\cdot 50}{3\cdot 2\pi 27\cdot 10^6} = 0{,}28\ \mu\text{H}$$

Een dergelijk filter verzwakt de grondgolf met nog geen 1,5% als de kwaliteit van de spoel zeer goed is ($Q_0 \sim 200$), terwijl de tweede harmonische wordt verzwakt met een faktor $5\frac{1}{2}$ en de derde harmonische met een faktor 12. Dit komt overeen met een vermogensverzwakking van 30x, respektievelijk 144x.

Het complete filter ziet er dus uit als is getekend in figuur 55. Hierin is C_2 samengesteld uit C_0 van het eerste filter en C van het tweede filter, dus samen 65 + 165 = 230 pF; praktische waarde 220 pF.

De windingsgetallen van de spoelen kunnen worden berekend met de formule van blz. 55. De resultaten staan in de tekening vermeld.

De totale verzwakking van de 2 filters is dus: 30 x 30 = 900 x.

In plaats vande condensatoren kunnen ook de zelfindukties instelbaar worden gemaakt zoals gebeurt in Fig. 80.

Bij de opstelling van de spoelen moet er op worden gelet dat ze niet met elkaar koppelen: afstand houden en eventueel afschermen. Vooral de aardverbindingen zo kort mogelijk houden.

L-filter

Tenslotte nog een filter dat bij de zenders boven 300 mW veel wordt gebruikt en dat een zeer effektieve verzwakking van de harmonischen geeft. Dit filter (fig.56), ook wel L-filter genoemd omdat het doet denken aan een omgekeerde L, wordt meestal nog gevolgd door een π-filter voor gelijke ingangs- en uitgangsimpedantie. De eerste geeft aan de tweede harmonischen een verzwakking van ongeveer 16 x en de tweede van ongeveer $5\frac{1}{2}$ x zodat kan worden gerekend op een totale verzwakking van ongeveer 90 x, hetgeen neerkomt op een vermogensverzwakking van de 2e harmonischen van ongeveer 8000 x. De verzwakking van de 3e harmonischen zal nog eens 2 x zo groot zijn (vermogens verzwakking 4 x).

De berekening van dit filter is gecompliceerder dan van de π-filters. Dit

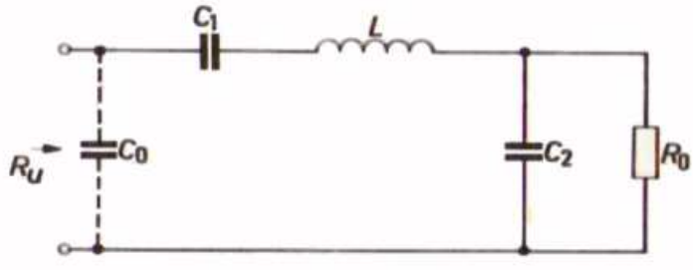


Fig.56 L-filter

komt vooral door het feit, dat de capaciteiten in en rondom de transistor niet meer mogen worden verwaarloosd, maar aan de filterwerking meewerken.

Voor een transistor zoals de BFY50 is de collector-basiscapaciteit ongeveer 10 pF terwijl de bedradingscapaciteit en de capaciteit van de koelvin e.d. nog eens een 15 pF bedragen. Deze totale capaciteit noemen we C_0. De formules voor C_1, C_2 en L luiden dan:

$$C_1 = \frac{1}{\omega R_{u_s}\left(Q_L - \frac{R_u}{X_{C_0}} - \sqrt{\frac{R_0}{R_{u_s}} - 1}\right)} \quad \text{pF}$$

$$C_2 = \frac{\sqrt{\frac{R_0}{R_{u_s}} - 1}}{\omega R_0} \quad \text{pF}$$

$$L = \frac{Q_L R_{u_s}}{\omega} \quad \mu\text{H}$$

Hierin wordt voor Q_L een waarde aangenomen tussen 5 en 10.

R_{US} is een vervangingsweerstand die wordt berekend uit de formule:

$$R_{u_s} = \frac{R_u \cdot X_{C_0}^2}{R_u^2 + X_{C_0}^2}$$

X_{C_0} is de reactantie van de capaciteit C_0 en is gelijk:

$$X_{C_0} = \frac{1}{\omega C_0}$$

R_u is de belastingsweerstand van de transistor en kan ruwweg worden bepaald uit:

$$R_u = \frac{V_B^2}{2P_0}$$

waarin V_B = voedingsspanning, verminderd met het spanningsverlies over de emitterweerstand.

P_0 = hoogfrequent output van de transistor.

Of indien niet P_0 maar de collectorgelijkstroom I_C bekend is - waarbij dan stilzwijgend wordt aangenomen dat het nuttig effekt van de eindtrap $\frac{1}{1,5}$ is - dan is

$$R_u = \frac{V_B^2}{1,5 I_C}$$

Verder moet er op worden gelet dat er geen negatieve uitkomsten ontstaan. Dit zou het geval kunnen zijn wanneer $R_{us} > R_0$ en wanneer $Q_L < \frac{R_u}{X_{C_0}} - \sqrt{\frac{R_0}{R_{u_s}} - 1}$. In het eerste geval moet C_0 dan kunstmatig door een parallelcondensator worden vergroot en in het tweede geval zullen we een hogere waarde voor Q_L moeten kiezen.

Voorbeeld:

Een zender van 600 mW output (zie hoofdstuk 10) met een BFY50 in de eindtrap wordt gevoed met een spanning van 12 V. De antenne-impedantie is 50 Ω. Voor de collector-basiscapaciteiten van de transistor met bijbehorende bedrading rekenen we samen 25 pF. Dan is

$$X_{C_0} = \frac{1}{2\pi\, 27 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 235\ \Omega$$

Voor de berekening van R_u verwijzen we naar blz. 75 waar een waarde van 80 Ω werd gevonden. Dus

$$R_{u_s} = \frac{80 \cdot 235^{-2}}{80^2 + 235^{-2}} = 71{,}5\ \Omega$$

We zien dat deze waarde iets groter is dan R_0 = 50 Ω, zodat C_0 moet worden vergroot. We doen dit met een extra condensator van 33 pF, waardoor C_0 gelijk is aan 58 pF.

$$X_{C_0} = \frac{1}{2\pi 27 \cdot 10^6 \cdot 58 \cdot 10^{-12}} = 96\Omega$$

Nu kan R_{us} opnieuw worden berekend met de daarvoor bestemde formule:

$$R_{u_s} = \frac{80 \cdot 96^2}{80^2 + 96^2} = 47\Omega$$

Nemen we Q_L = 7, dan wordt:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi 27 \cdot 10^6 \cdot 47 \left(7 - \frac{80}{96} - \frac{50}{47} - 1\right)} = 21{,}2\ \text{pF}$$

Praktische waarde voor C_1 = 22 pF.

$$C_2 = \frac{\sqrt{\frac{50}{47} - 1}}{2\pi 27 \cdot 10^6 \cdot 50} \simeq 30\,\text{pF}$$

Praktische waarde voor C_2 = 33 pF.

$$L = \frac{7 \cdot 47}{2\pi\, 27 \cdot 10^6} = 1{,}9\ \mu H$$

Het complete filter, d.w.z. L-filter en π-filter tezamen, is getekend in figuur 57. Het π-filter is voor gelijke ingangs- en uitgangsimpedantie, zoals reeds werd beschreven. De windingsgetallen van de spoelen zijn verder uitgerekend met de bekende spoelenformule van blz. 55. Over het algemeen maakt men de spoelen variabel door het aanbrengen van een instelbare poederijzerkern en de condensator C_2 maakt men gedeeltelijk variabel door een paralleltrimmer.

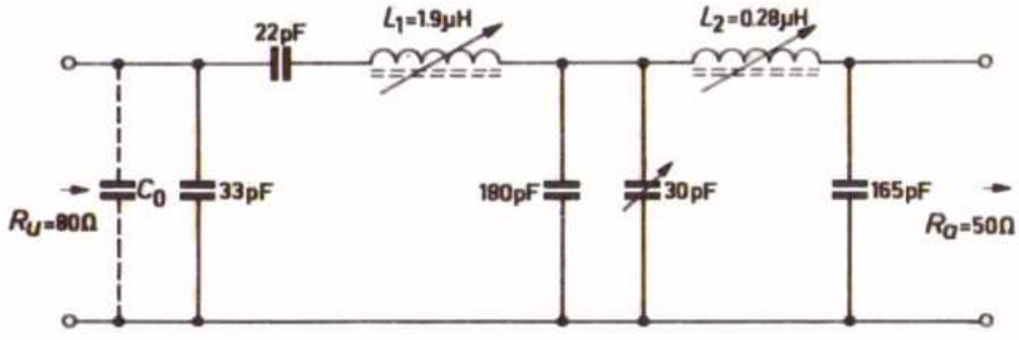


Fig.57 Combinatie van L-filter en π-filter
L_1 = 1,9 μH = 15 wind., 1 mm draad op 7 mm ϕ met instelbare poederijzerkern
L_2 = 0,28 μH. $6\frac{1}{2}$ wind. 1 mm draad op spoelkern van 7 mm ϕ met instelbare poerderijzerkern

Berekening van de harmonischenuitstraling

We zouden nu wel eens willen weten, wat het resultaat is van al dit gefilter. We zullen daartoe het laatste filter als voorbeeld nemen en de uitstraling van de tweede en derde harmonische berekenen. Op de zelfde wijze kan men dan ook van de andere filters bepalen hoeveel harmonischen door de antenne worden uitgestraald.

Uit de grafieken van de figuren 47 en 58 kunnen we opmaken, dat bij een openingshoek van 53° de amplitude van de tweede harmonische ongeveer de helft is van die van de grondgolf. Dat komt overeen met een vermogenssterkte van $\frac{1}{4}$ van dat van de grondgolf. Dus zal bij 600 mW grondgolfvermogen de tweede harmonische ongeveer $\frac{600}{4}$ = 150 mW aan vermogen bezitten. Dit wordt door het L-filter en het π-filter, zoals we zagen, ongeveer 8000 x verzwakt, zodat uiteindelijk een vermogen van ongeveer 18,5 μW op de zenderuitgang komt.

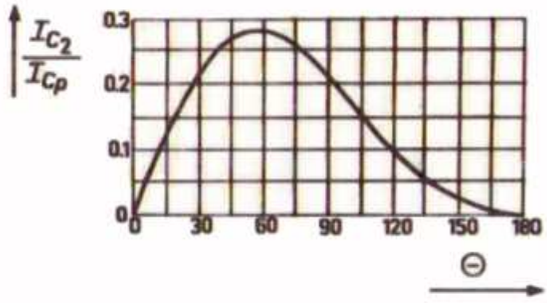


Fig.58 Verhouding van de amplitude van de tweede harmonische tot de amplitude van de collectorstroom bij diverse openingshoeken

Een goede CLC-antenne zal voor de 2e harmonische een zeer hoge impedantie hebben (enkele duizenden ohms) en daardoor volkomen fout aangepast zijn aan de 50 ohm zenderuitgang. Door deze misaanpassing ontstaat een extra vermogensverzwakking, die wordt uitgedrukt in:

$$\eta = \frac{P_2'}{P_2}$$

waarin: η = nuttig effect van de antenne voor de tweede harmonische.

P_2' = vermogen aan tweede harmonische dat de antenne accepteert.

P_2 = vermogen aan tweede harmonische dat de antenne aangeboden krijgt.

Wanneer de verhouding van de antenne-impedantie voor de tweede harmonische R_{a_2} tot de uitgangsimpedantie van de zender R_0 gelijk is aan:

$$m = \frac{R_{a_2}}{R_0}$$

dan kan men uitrekenen dat:

$$\eta = \frac{4}{2 + m + 1/m}$$

Nemen we aan dat: $R_0 = 50$ en $R_{a_2} = 5000$

dan is:

$$m = \frac{5000}{50} = 100 \quad \text{en} \quad \eta = \frac{4}{2 + 100 + 1/100} = \frac{1}{25}$$

Is de antenne niet met een CL-spoel uitgerust, dan zou het wel eens kunnen zijn dat de eigen lengte van de antenne (b.v. 1,25 m) in de buurt komt van $\frac{1}{4}\lambda$ voor de 2e harmonische en in afstemming is, zodat dan de uitstraling van de 2e harmonische zeer sterk wordt. Vandaar, dat het zeer belangrijk is een

CLC-antenne te gebruiken: men bereikt meer uitstraling van de grondgolf en onderdrukt de 2e harmonischen aanzienlijk. In ons voorbeeld zullen de 2e harmonischen dus hoogstens met een vermogen van $1/25 \cdot 18,5 = 0,7\ \mu W$ de antenne ingaan.

Wat de 3e harmonischen betreft, voor deze heeft de CLC-antenne een weerstand van enkele honderden ohms (b.v. 500 Ω), zodat we ook hiervoor een misaanpassing hebben: $m = \frac{R_{a3}}{R_0} = \frac{500}{50} = 10$,

waaruit volgt:

$$\eta = \frac{4}{2 + 10 + 1/10} = \frac{1}{3}$$

Volgens fig.59 is de amplitude van de derde harmonische ongeveer de helft van die van de tweede, zodat we mogen rekenen dat er aan vermogen $\frac{1}{4} \cdot 150 = 37$ mW op de collector van de eindtransistor aanwezig is. Door de filters worden ze ongeveer 4x meer verzwakt dan de tweede harmonische, zodat ze $8000 \cdot 4 = 32000$ keer verzwakt op de uitgang komen en daar t.g.v. de misaanpassing nog eens 3x worden verzwakt. Er komt dus hoogstens $\frac{1}{32000} \cdot \frac{1}{3} \cdot 37 = 0,0004$ mW $= 0,4\ \mu W$ in de antenne.

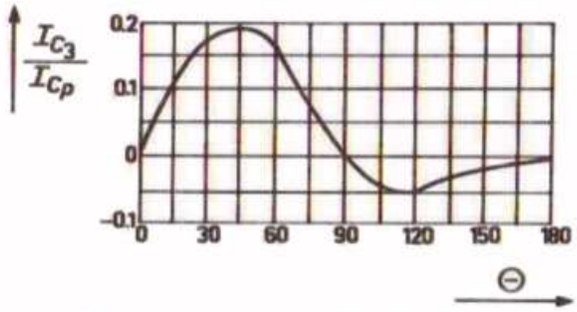


Fig.59 Verhouding van de amplitude van de derde harmonische tot de amplitude van de collectorstroom bij diverse openingshoeken

Zoals we weten wordt het signaal dat de antenne ingaat niet allemaal werkelijk uitgestraald (zie hoofdstuk 3). Een deel gaat verloren in de verliesweerstanden. We mogen daarom aannemen dat er vèr beneden de 1 μW wordt uitgestraald en dat we voldoen aan de eisen van de P.T.T.

HOOFDSTUK 8

TOONGENERATOR

De zender wordt gemoduleerd met tonen die de dragers van de kanalen zijn en die voor de overdracht van de commando's zorgen. De tonen worden opgewekt door toongeneratoren die in staat zijn frequenties te produceren tussen ongeveer 250 Hz en 6000 Hz. Hoger dan 6000 Hz is in Nederland niet toegestaan; in sommige landen mag men wel tot 8000 Hz gaan. Om praktische redenen beginnen we meestal bij 250 Hz omdat bij lagere frequenties de filtering in de ontvanger moeilijkheden zal opleveren.

De tonen zullen bij voorkeur weinig harmonischen moeten bezitten, omdat het niet denkbeeldig is dat door veel vervorming de 2^e of 3^e harmonische zo sterk is vertegenwoordigd dat een filterkring van een hoger kanaal hierop aanspreekt en een foute manoeuvre veroorzaakt. Ook het modulatorgedeelte van de zender moet de tonen met zo weinig mogelijk vervorming aan de draaggolf toevertrouwen.

Keuze van de frequenties

In de eerste plaats moet men bij de keuze van de frequenties rekening houden met het filtersysteem, dat in de ontvanger wordt gebruikt. Voor een mechanische filtering door middel van een tongenrelais moeten de frequenties dichter bij elkaar liggen dan bij toepassing van elektrische filters. En dan doet men in beide gevallen verstandig, de frequenties zodanig te kiezen, dat eventuele harmonischen niet precies gelijk zijn aan hogere tonen, maar bij voorkeur tussen twee tonen invallen. Verder is het aan te bevelen de frequenties te kiezen, die ook door fabrieken worden gebruikt, zodat men dan eventueel de zender of de ontvanger kan vervangen door een fabrieksapparaat.

In tabel 4 staan de frequenties vermeld voor elektrische filters. Links de frequenties, die door amateurs veel worden gebruikt en waarmee tot 6000 Hz

11 kanalen zijn onder te brengen. Rechts staan de frequenties opgegeven, die door Varioton (Graupner) worden gebruikt.

TABEL 4 Toonfrequenties bij gebruik van filterspoelen in de ontvanger

Kanaal	Veel gebruikte frequenties	Varioton frequenties
1	750 { 690 / 810	825
2	900 { 825 / 975	1110
3	1080 { 995 / 1165	1700
4	1320 { 1210 / 1430	2325
5	1610 { 1480 / 1740	3000
6	1970 { 1800 / 2130	3670
7	2400 { 2200 / 2610	4300
8	2940 { 2700 / 3180	5700
9	3580 { 3290 / 3870	6350
10	4370 { 4020 / 4720	7150
11	5310 { 4870 / 5750	
12	6500 { 5950 / 7050	

In de linker kolom liggen de frequenties ongeveer 15 % uit elkaar en moeten de filters van zeer goede kwaliteit zijn. De selektiviteit moet binnen de toleranties vallen, die per kanaal zijn opgegeven. Het Varioton-systeem heeft de frequenties ongeveer 25 % uit elkaar liggen maar blijft daardoor beperkt tot 8 kanalen binnen de grens van 6000 Hz.

Gebruikt men een tongenrelais in de ontvanger, dan kunnen de kanaalfrequenties veel dichter naast elkaar liggen. In dat geval gebruikt men meestal het gebied tussen 250 en 900 Hz waarin gemakkelijk 12 of meer kanalen zijn te plaatsen. Tabel 5 geeft de frequenties die bij veel soorten tongenrelais voorkomen. Veel hoger dan 1000 Hz gaat men over het algemeen niet, omdat dan de uitwijkingen van de vibrerende tongetjes te klein gaan worden.

TABEL 5 Toonfrequenties bij gebruik van een tongenrelais in de ontvanger

Kanaal	Veel gebruikte frequenties	MEDCO relais	R.E.P. relais
1	265	314	245
2	297,5	356	275
3	320	383	305
4	350	415	335
5	385	450	355
6	430	478	380
7	475	505	405
8	512,5	545	435
9	560	582	465
10	605	610	500

De afstand tussen 2 kanalen is slechts 8 %, waaruit wel blijkt dat hier extra hoge eisen worden gesteld aan de stabiliteit van de toongeneratoren, die bij temperatuur- en voedingsspanningvariaties vrijwel geen frequentieverloop mogen hebben. We zullen nu de meest voorkomende toongeneratoren behandelen. Er zijn 3 typen, die alle drie hun voor- en nadelen hebben. In goedkope één- of twee kanaalzenders is de eenvoud belangrijk en is de stabiliteit van ondergeschikt belang. Daarentegen staat in de meerkanaalzenders de stabiliteit voorop, en speelt geld geen rol ... nu ja!

Astabiele multivibrator

In zijn eenvoudigste vorm bestaat de astabiele multivibrator, ook wel flip-flop genaamd uit 2 transistors, die zodanig zijn geschakeld, dat de ingang van de éne via een condensator is verbonden met de uitgang van de andere, waardoor

het openen van de ene transistor het dichtgaan van de andere tot gevolg heeft. Er ontstaat een labiele of astabiele toestand, waardoor een voortdurend "omklappen" plaats vindt en een nagenoeg blokvormige wisselspanning op de uitgang verschijnt.

In figuur 60 is een flip-flop schakeling getekend. De werking is als volgt: Stel, dat op een bepaald moment transistor T_1 van geblokkeerde toetstand in geleidende toestand overgaat, dan zal de positieve spanning van de collector van T_1 dalen van +12 V naar bijna 0 Volt. Het gevolg is, dat transistor T_2 geblokkeerd wordt en de collectorspanning van T_2 snel stijgt tot +12 volt. Deze positieve spanningstoename wordt via C_2 doorgegeven aan de basis van T_1, zodat het openen van T_1 nog eens extra wordt versneld. De lading van C_1 vloeit over weerstand R_2 weg, zodat C_1 langzamerhand via R_2 positief wordt opgeladen waardoor T_2 weer gaat geleiden. Nu zal de collectorspanning van T_2 weer tot 0 dalen en een negatief gerichte spanningsstoot via C_2 aan de basis van T_1 geven, waardoor T_1 weer blokkeert. De rollen van T_1 en T_2 draaien weer om en de begintoestand is weer bereikt. Zo wordt steeds de éne transistor ingeschakeld als de andere uitschakelt. Er ontstaat een blokspanning, die er uitziet als in figuur 60.

De tijd gedurende welke transistor T_2 gesperd is, wordt bepaald door de capaciteit van C_1 en de weerstand R_2 en bedraagt ongeveer:

$$t_2 = 0{,}7 R_2 C_1$$

De blokkeringstijd van T_1 wordt door een zelfde formule bepaald:

$$t_1 = 0{,}7 R_1 C_2$$

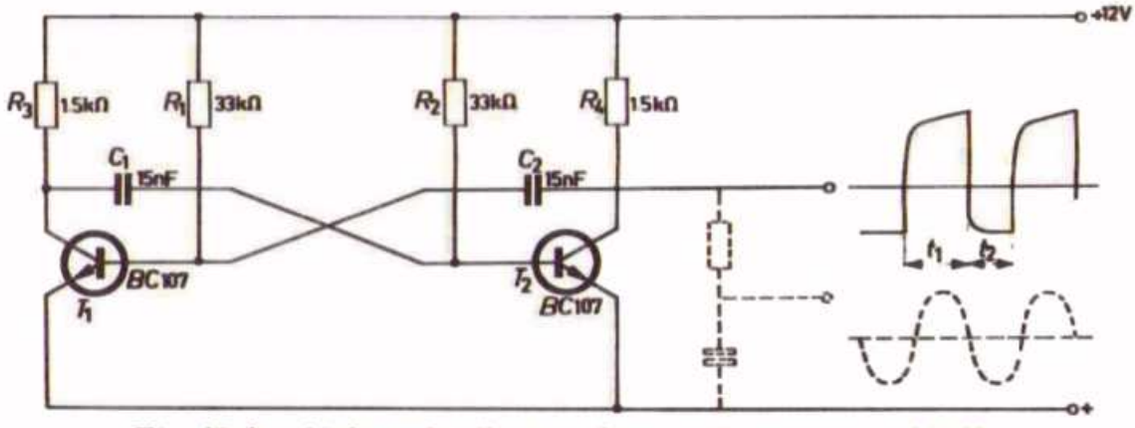


Fig.60 Astabiele multivibrator; frequentie ongeveer 1000 Hz

De weerstanden R_1 en R_2 kunnen niet willekeurig groot gekozen worden omdat via hen de benodigde basisstroom zal moeten lopen, voor het openen van de transistors. De maximale waarde wordt gegeven door de vergelijking:

$$R_1 = 0{,}8\beta R_3 \quad \text{en} \quad R_2 = 0{,}8\beta R_4$$

β = stroomversterking in de transistor = minstens 100

De tijd van 1 trilling is gelijk aan $t_1 + t_2$.

Voor $C_1 = C_2 = 15000$ pF en $R_1 = R_2 = 47000\ \Omega$ wordt

$$T = t_1 + t_2 = 2(0{,}7 \cdot 15000 \cdot 47000 \cdot 10^{-12}) = \frac{10}{10000} \text{ sec}$$

De frequentie bedraagt dus 1000 Hz.

De voordelen van deze generator zijn:

1. Het aantal onderdelen is gering en ze zijn gemakkelijk verkrijgbaar.
2. De stabiliteit is redelijk. Proeven wezen-uit dat de frequentie ongeveer 1 % varieerde bij spanningsvariaties van 12 tot 6 volt en dat bij temperatuur-variaties van 0 - 60° de frequentie ongeveer 5 % varieerde.
3. De frequentie is gemakkelijk instelbaar (zie fig. 61).

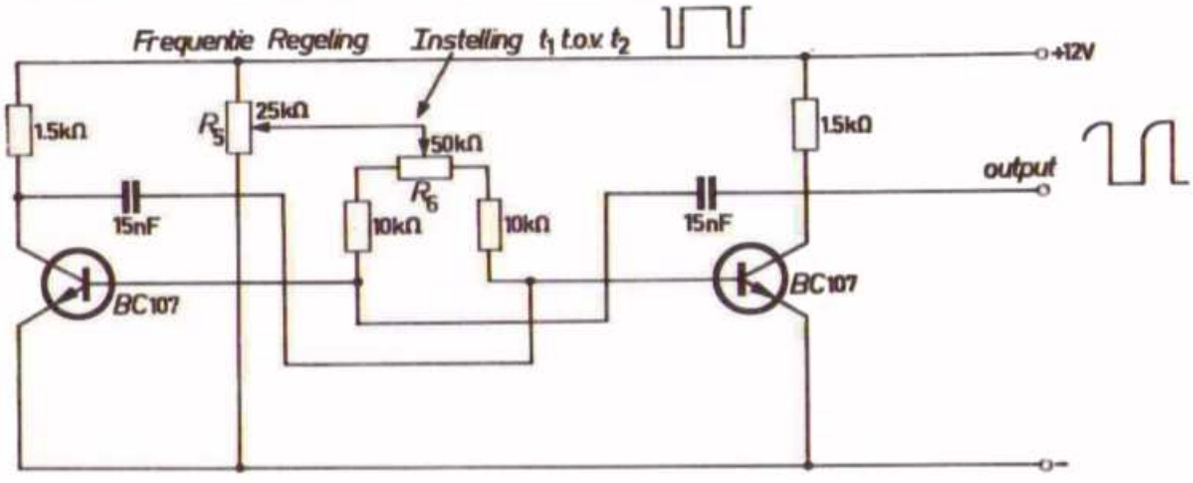


Fig.61 Astabiele multivibrator met frequentieregeling en pulsbreedte-instelling

Nadeel: De uitgangsspanning wijkt sterk af van de sinusvorm en vertoont een zeer sterke 3e harmonische (in ons voorbeeld 3000 Hz). Dit kan worden verbeterd met een RC-filter over de uitgang. De outputspanning vermindert hierdoor wel enigszins maar de harmonischen verdwijnen voor een groot deel. (Men moet er wel aan denken, dat de P.T.T. hier beperkingen heeft vastgesteld en

dat boven de 2000 Hz de 3e harmonische sterk moet worden afgezwakt omdat deze buiten de 6000 Hz-grens valt (zie figuur 98 in het laatste hoofdstuk). Dit type generator wordt veel toegepast in goedkope zenders met 1 tot 3 kanalen.

Frequentieregeling van de astabiele multivibrator

De tijden t_1 en t_2 zijn op eenvoudige wijze te variëren met de potentiometers R_5 en R_6 (zie fig. 61). Met het verlagen van de spanning door R_5 zal het laden van de condensatoren C_1 en C_2 langzamer geschieden, waardoor de frequentie vermindert. Met R_5 is de frequentie regelbaar tussen 1200 en 700 Hz. Met potmeter R_6 is de verhouding tussen de tijden t_1 en t_2 te wijzigen. Deze laatste regeling wordt veel gebruikt in systemen met proportionele besturing maar zal in dit boekje verder niet ter sprake komen.

RC-generator

Een vrij stabiele oscillator die, indien hij goed is ingesteld, een goede sinusvorm levert, is de RC-oscillator met als frequentiebepalend element de "brug van Wien".

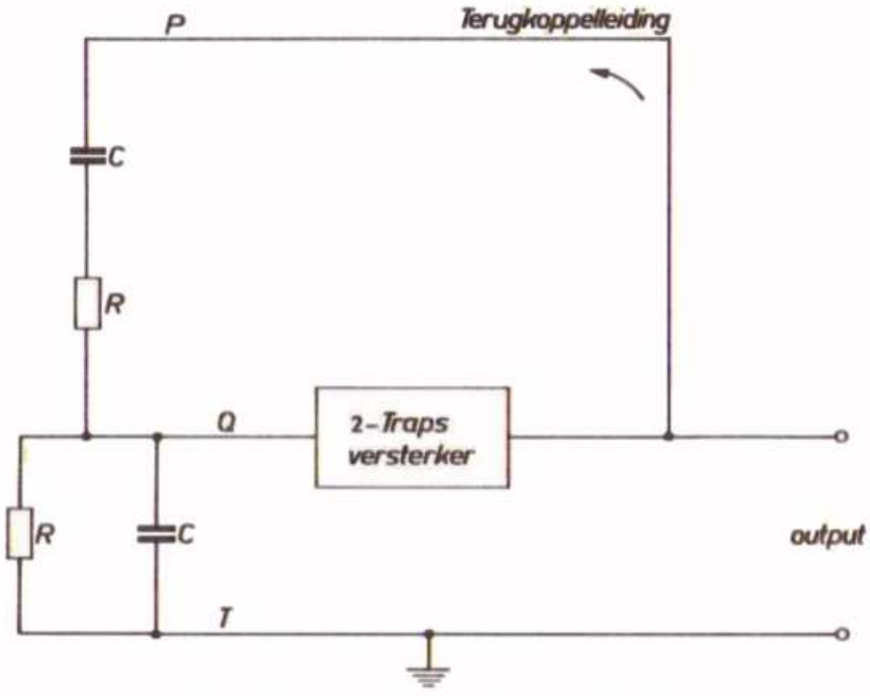


Fig.62 Principe van de RC-toongenerator

In figuur 62 is het principe van de schakeling gegeven. De wienbrug bestaat uit de weerstanden R en de condensatoren C. Voor één bepaalde frequentie zal de spanning tussen de punten Q en T in faze zijn met de spanning tussen P en T. Deze frequentie wordt bepaald met de formule: $f = \frac{1}{2\pi R\ C}$. Zijn de waarden van de 2 weerstanden en de 2 condensatoren niet gelijk, dan geldt de formule:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}}$$

Wordt een 2-traps transistorversterker gebruikt waarvan de eerste trap het ingangssignaal 180° draait en de 2e trap daarna het signaal nog eens 180° draait, dan wordt 360° fazedraaiing verkregen en kan de schakeling gaan oscilleren onder de bovengenoemde voorwaarden. Men zal er voor moeten zorgen dat de versterking niet te groot is, omdat dan vervorming kan optreden. De schakeling is daarom uitgerust met een extra tegenkoppeling van de uitgang naar de emitterweerstand van de 1e transistor (instelbaar met R_3) waardoor de amplitude zodanig wordt begrensd dat een redelijke sinusvorm wordt opgewekt. Daarom zal deze schakeling in vele gevallen de voorkeur verdienen boven de schakeling van figuur 61. De stabiliteit is zeer goed bij voedingspanningsvariaties tussen 12 en 6 volt (beter dan 1 %). Temperatuurvariaties zullen grotere frequentie-afwijkingen opleveren, maar dit is in hoofdzaak afhankelijk van het type condensator. Polyester condensatoren zullen grotere variaties geven dan de stabielere polysterene condensatoren. Bij toepassing van de laatste zal een frequentiestabiliteit mogelijk zijn van 2 ‰ bij temperatuurvariaties tussen 0 en 60 °C.

In figuur 63 is een praktische schakeling gegeven van de RC-generator voor frequenties tussen 2000 en 3200 Hz.

LC-generator

In figuur 64 is een schema weergegeven van een toongenerator volgens het Hartley-principe. De spoel in de collectorketen bezit 3 wikkelingen: n_1, n_2 en n_3. De primaire wikkeling $n_1 + n_2$ is afgestemd met de condensator C_2. De

frequentie wordt door deze combinatie bepaald en als L de zelfinduktie is van de primaire wikkeling dan bedraagt de frequentie:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

f in Hz, L in Henry, C in Farad.

Meestal is de spoel L gemaakt van een pot-kern met diameter 18 mm en hoogte 11 mm. De terugkoppeling komt tot stand vanaf het gedeelte n_1 van de

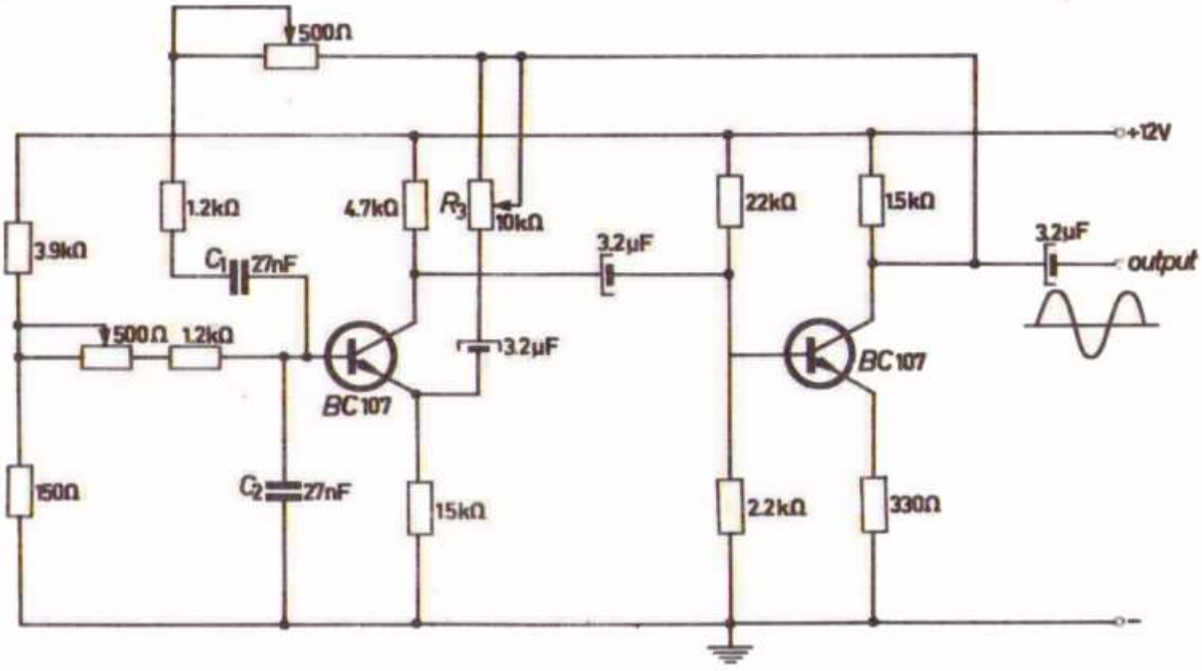


Fig.63 RC-generator voor frequenties tussen 2000 en 3200 Hz. Door variatie van C_1 en C_2 is de frequentie in wijde grenzen te regelen.

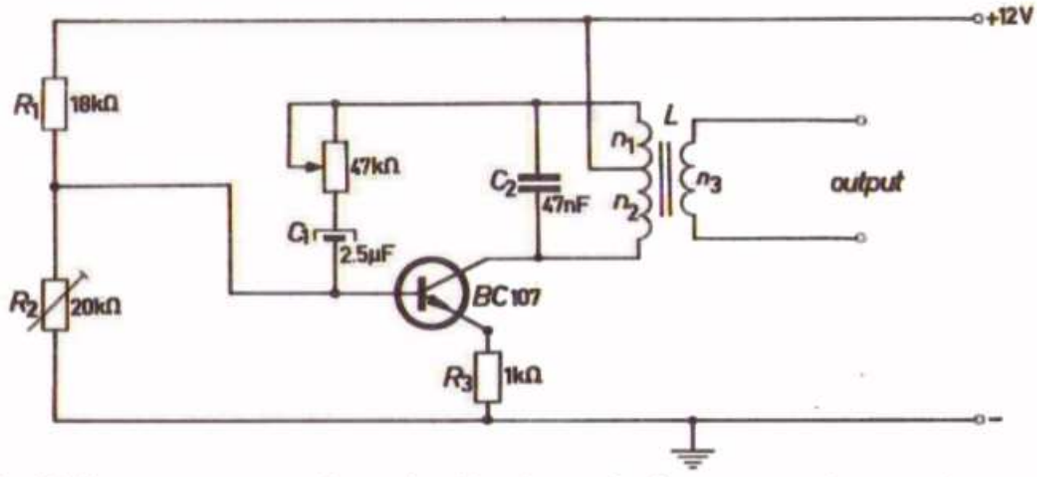


Fig.64 Toongenerator volgens het Hartley-principe met een frequentie van onveer 2000 Hz
L bestaat uit een potkern P 18/11
n_1 = 300 wind. 0,1 ϕ
n_2 = 600 wind. 0,1 ϕ
n_3 = 200 wind. 0,1 ϕ

primaire wikkeling. De spanning hierover is 180 ^{o} gedraaid ten opzichte van de spanning over n_2, aangezien de wikkelrichting van n_1 en n_2 gerekend vanaf het voedingspunt, tegengesteld is gericht. Via instelbare weerstand R_4 is het mogelijk de terugkoppeling zodanig te regelen, dat de vervorming minimaal is. De basisspanning van de transistor kan met R_2 worden ingesteld. Begrenzing wordt verkregen door de emitter weerstand R_3.

Zoals reeds werd opgemerkt geven deze generatoren een zeer goede frequentiestabiliteit (ongeveer 0,2%), en ze produceren een mooie sinusvormige toon. Ze hebben echter het bezwaar dat de zelfinduktiespoel niet normaal in de handel verkrijgbaar is. Het wikkelen is nogal een moeilijk werkje, omdat er vrij veel windingen op moeten van dun draad. Een ander bezwaar is nog, dat de frequentie niet met een eenvoudige pot-meter kan worden afgestemd, maar door variatie van de condensator C_1 zal moeten gebeuren. Zoals we bij de construktie van de meerkanalenontvangers zullen zien, is het vaak nodig de frequentie gemakkelijk op de juiste toon te kunnen afregelen.

Dit bezwaar kan worden opgelost met de toongenerator van figuur 65. Het is een zeer veel toegepaste toongenerator in de duurdere apparaten. Er komt

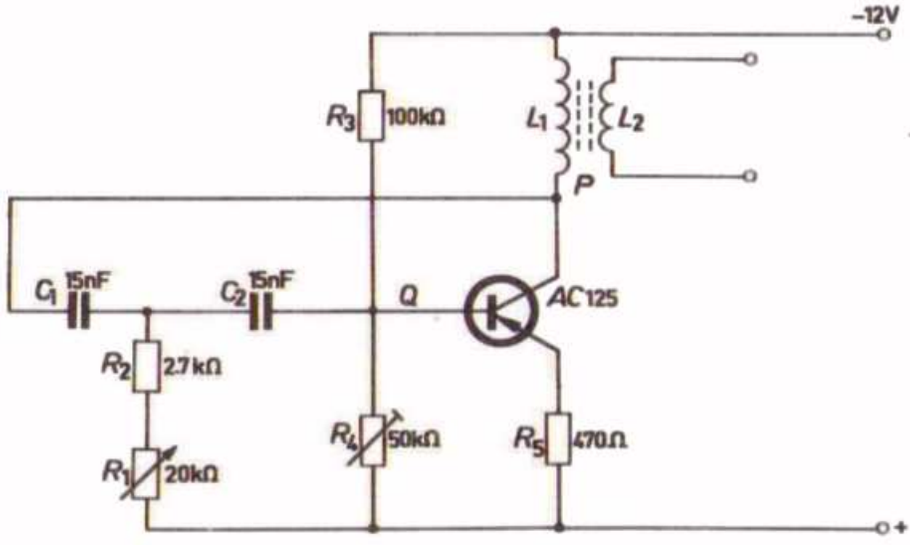


Fig.65 LC-toongenerator voor frequenties tussen 400 en 800 Hz
L_1 = 1500 wind.
L_2 = 600 wind. 0,1 mm draad op potkern P22/13, luchtspleet 0,1 mm
Grotere R_1 geeft lagere frequentie.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_1 + R_2)R_4C_1C_2}} \quad \text{als} \quad 2\pi f L < \frac{1}{2\pi f C_1}$$

een mooie sinusvormige toon uit en de frequentieconstantheid is zeer goed. De spoel is in zijn geheel opgenomen tussen de collector en de voedingsspanning en een fazeverschuivend netwerkje zorgt voor de terugkoppeling. Om tot oscilleren te komen moet voor één bepaalde frequentie de basisstroom 180° in faze verschoven zijn ten opzichte van de collectorstroom. De zelfinduktie L_1 zorgt voor een faze verschuiving tussen de collectorstroom en de collectorspanning bij punt P en wel zodanig, dat de collectorspanning 90° vóór is t.o.v. de collectorstroom. Punt P is nu via RC-filters verbonden met de basis, zodat er een wisselstroom naar de basis vloeit via dit RC-netwerk. Dit netwerk nu veroorzaakt een fazedraaiing tussen de spanning op punt P en de basisstroom bij punt Q, zodanig dat de stroom in Q 90° vóór is t.o.v. de spanning in P. We hebben nu 2 x een vóórijling van 90° gehad, één tussen collectorstroom en collectorspanning en één tussen collectorspanning en basisstroom, zodat de basisstroom 180° vóórijlt t.o.v. de collectorstroom waardoor aan de oscillatievoorwaarde is voldaan. Aangezien de draaiing van het RC-netwerk frequentie-afhankelijk is, zal er één voorkeurfrequentie zijn, waarop de draaiing precies 180° is. Door één van de weerstanden van het RC-netwerk variabel te maken kan de frequentie worden gewijzigd.

Men kan nu op een aantrekkelijke manier diverse tonen uit deze generator opwekken door het inschakelen van verschillende weerstanden, die men meestal als instelpotmeters uitvoert. Het frequentieverloop van deze generatoren is nogal afhankelijk van de voedingsspanning en kan bij 10% variatie meer dan 1% bedragen.

De frequentievariatie die met de potmeter R_1 kan worden verkregen is niet veel groter dan een faktor 2. Wil men een groter bereik halen dan moeten andere condensatoren worden gebruikt.

Ferroxcube spoelen

De zelfinducties die in de toongeneratoren worden gebruikt, moeten van goede kwaliteit zijn en stabiel blijven. Voor dit doel maakt men gebruik van spoelen met ferroxcube kern.

Ferroxcube is een oxydisch (dus niet metallisch) zacht magnetisch kernmateriaal van samenstelling $MeOFe_2O_3$, waarin Me een tweewaardig metaal is b.v. mangaan, nikkel, cobalt, zink enz. Het is dus een ijzeroxyde met toevoegsels van mangaanoxyde, nikkeloxyde e.d. Men gebruikt hiervoor vaak de verzamelnaam ferrieten en spreekt van b.v. mangaan-zink-ferriet.

Het woord ferroxcube is afkomstig van het feit dat de ferrieten gekristalliseerd zijn volgens een cubisch systeem. De elektronen zijn sterk gebonden aan de atoomkern, zodat stroomgeleiding moeilijk gaat. Vandaar dat de verliezen t.g.v. wervelstromen gering zijn en dat daardoor het materiaal zeer geschikt is voor hoge frequenties. Afhankelijk van de samenstelling hebben de diverse ferrieten een voorkeur voor bepaalde frequentiegebieden. Als regel kan men aannemen dat hoe hoger de frequentie waarvoor het geschikt is des te lager de permeabiliteit.

Voor de toongeneratoren (frequenties tussen 100 en 10.000 Hz) maakt men meestal gebruik van het soort dat bekend staat als ferroxcube 3B7 of 3H1. Er zijn voor dit doel kernen in de handel die bestaan uit 2 helften waarin een spoelvorm past voor de wikkelingen (fig. 66), z.g. potkernen. Het magnetisch circuit is goed gesloten, zodat vrijwel geen veld van binnen naar buiten treedt of omgekeerd.

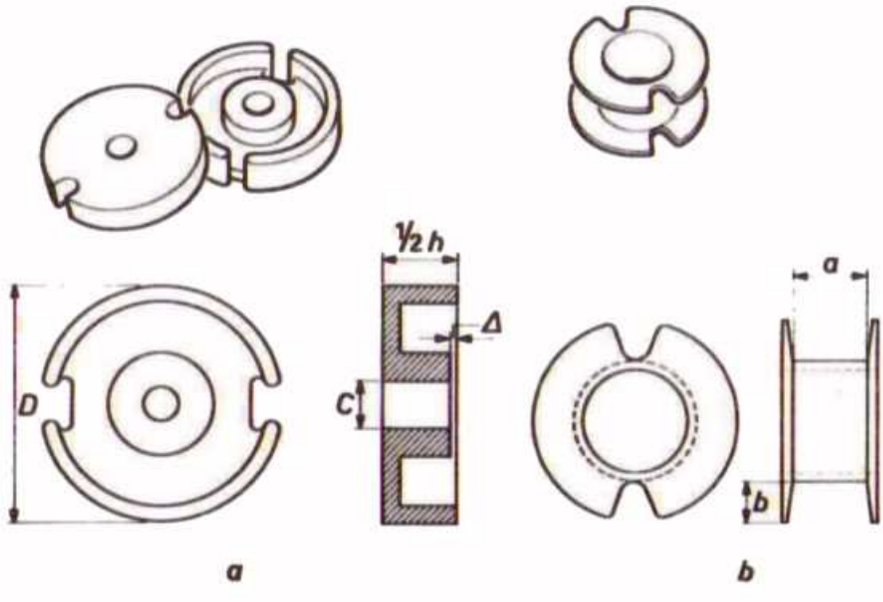


Fig.66 a. Ferroxcube potkern; b. Spoelvorm

De kernen bestaan in verschillende groottes met diverse luchtspleten. Hoe groter de kern des te dikker kan het draad van de spoel zijn. Een grote kern geeft daardoor niet alleen minder koperverliezen, maar ook minder verliezen in het ferroxcube zelf omdat de magnetische flux minder sterk is.

De kwaliteit Q van deze spoelen kan liggen tussen 150 en 500.

De potkernen worden aangeduid met de letter P, gevolgd door hun diameter en totale hoogte. Dus b.v.: P 18/11 is een potkern van 18 mm en 11 mm hoog (elke helft $5\frac{1}{2}$ mm). De volgende typen komen voor:
P 9/5, P 11/7, P 14/8, P 18/4, P 22/13, P 26/16, P 30/19, P 36/22, P 42/29, P 66/56.

Dan te bedenken, dat al deze potkernen met minstens 15 verschillende luchtspleten en minstens 3 verschillende soorten ferroxcube worden gemaakt!
Wij beperken ons tot 3 typen, n.l. P 14/8, P 18/11 en P 22/13 van ferriet 3H1 of 3B7 voor laagfrequent doeleinden. De kleinste potkern is kwalitatief natuurlijk de mindere, maar voor lichte construkties (vliegtuigen) vaak noodzakelijk.

In onderstaande tabellen vinden we de belangrijkste gegevens. In de eerste kolommen is de effektieve permeabiliteit μ_e en de induktiefaktor A_L gegeven. Men slijpt de luchtspleet Δ zodanig dat óf μ_e óf A_L een bepaalde waarde krijgt. De grootte van de luchtspleet zelf komt in de tabel niet voor; deze is in feite niet belangrijk. Soms is de luchtspleet wèl bekend en is het voor de berekening gewenst μ_e te kennen. Het verband tussen Δ en μ_e is weergegeven in figuur 67. In de tweede kolom staat de waarde van α opgegeven. Dit is de z.g. windingsfaktor, die aangeeft hoeveel windingen er nodig zijn voor 1 mH. Voor andere waarden dan 1 mH maken we gebruik van de volgende formule:

$$N = \alpha\sqrt{L}$$

L = gewenste zelfinductie in mH
α = windingsfactor
N = aantal windingen.

Is niet μ_e maar A_L bekend, dan geldt de formule

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

L = gewenste zelfinductie in mH
A_L = inductiefactor
N = aantal windingen.

TABEL 6

Overzicht potkernen

P 14/8			P 18/11			P 22/13		
Diam. 14 mm			Diam. 18 mm			Diam. 22 mm		
Hoogte 8 mm			Hoogte 11 mm			Hoogte 13 mm		
Gat diam. $3,0^{+0,2}$ mm			Gat diam. $3,0^{+0,2}$ mm			Gat diam. $4,0^{+0,2}$ mm		
Wikkelruimte 4,3x2,25 mm^2			Wikkelruimte 5,9x3.05 mm^2			Wikkelruimte 7,7x3,55 mm^2		
Gemiddelde draadlengte per winding 2,9 cm			Gemiddelde draadlengte per winding 3,7 cm			Gemiddelde draadlengte per winding 4,4 cm		
u_e		tol. %	u_e		tol. %	u_e		tol. %
15	205	± 1	15	178	± 1	15	162	± 1
22	169	± 1	22	147	± 1	22	134	± 1
33	137,9	± 1	33	120	± 1	33	109,4	± 1
47	115,5	± 1	47	100,5	± 1	47	91,7	± 1
68	96,1	± 1	68	83,6	± 1	68	76,2	± 1
100	79,2	± 1,5	100	68,9	± 1,5	100	62,8	± 1,5
150	64,6	± 2	150	56,3	± 2	150	51,3	± 2
220	53,3	± 3	220	46,5	± 3	220	42,4	± 3
680	30,3	±25	705	25,9	±25	330	34,6	± 3
1400	21,2	±25	1750	16,5	±25	720	23,4	±25
						1840	14,6	±25
A_L	u_e	tol. ‰	A_L	u_e	tol. ‰	A_L	u_e	tol. ‰
25	15,7	± 1	25	11,9	± 1	25	9,9	± 1
40	25	± 1	40	19,0	± 1	40	15,8	± 1
63	39,5	± 1	63	30	± 1	63	25	± 1
100	63	± 1	100	47,5	± 1	100	39,5	± 1
160	100,5	± 1,5	160	76	± 1	160	63,5	± 1
250	157	± 2	250	119	± 1,5	250	99	± 1,5
315	198	± 2	315	149	± 2	315	124,5	± 2
400	252	± 2	400	190	± 2	400	158	± 2
			630	298	± 3	630	249	± 3
						1000	395	± 3

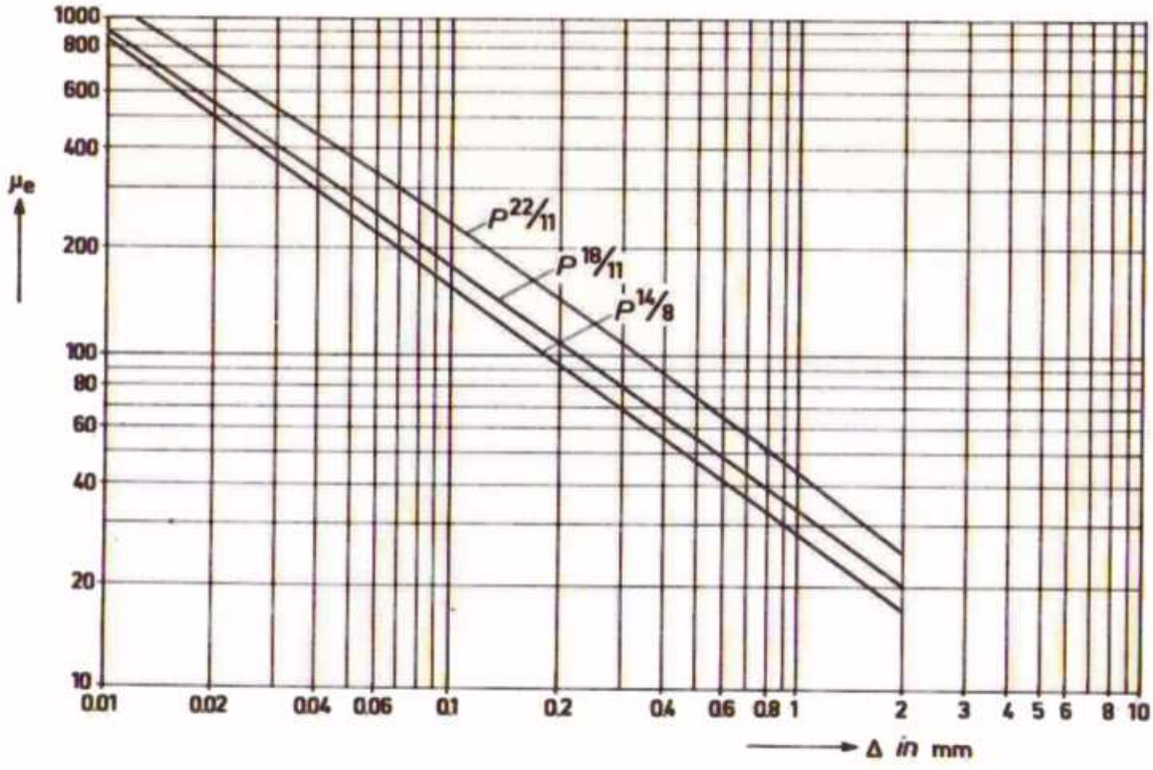


Fig.67 Verband tussen de effectieve permeabiliteit μ_e en de grootte van de luchtspleet Δ

In de derde kolom vindt men de toleranties in zelfinductie, die men kan verwachten als men het aantal windingen volgens deze formule heeft uitgerekend. We zien, dat bij kleinere luchtspleten de toleranties toenemen. Wil men nauwkeurig zijn, dan zal men bij voorkeur μ_e kleiner dan 400 (A_L kleiner dan 1000) moeten kiezen.

Verder is bij elk type potkern de wikkelruimte a x b opgegeven (fig. 66b). Wanneer het aantal windingen is uitgerekend, dan kan aan de hand van de volgende formule de draaddikte worden bepaald:

$$d^2 = \frac{a \cdot b}{N}$$

d = draaddikte in mm

a x b = wikkelruimte in mm^2

Voorbeeld:

We willen een resonantiekring maken op 1970 Hz en gebruiken daarvoor een potkern P 22/13 met u_e = 220. De condensator die we voor de afstemming gebruiken kiezen we b.v. 33000 pF.

De zelfinductie wordt berekend uit:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

L in H
C in F

$$1970 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot 33000 \cdot 10^{-12}}}$$

$$L = 196\ \text{mH}$$

Het aantal windingen voor 1 mH (α) is gelijk 42.4. Dus voor L = 196 mH zijn nodig:

$$N = 42.4\sqrt{196} = 595 \text{ windingen.}$$

We kunnen hiervoor nemen geëmailleerd koperdraad met een koperdiam. van

$$d^2 = \frac{a \cdot b}{N} = \frac{7{,}7 \cdot 3{,}5}{595}$$

$$d = 0{,}2\ \text{mm}$$

In de potkern zit een gat. waarin een trimstift past. waarmee de zelfinductie enigzins kan worden vergroot. De luchtspleet wordt hiermee min of meer overbrugd. Indien de trimstift niet wordt gebruikt dan blijft het gat open en meestal wordt dit dan gebruikt om de 2 kernen op elkaar te schroeven. Dit kan wel indien men koperen schroeven gebruikt omdat met ijzeren schroeven de zelfinductie veel groter zou worden dan we hadden uitgerekend om over de Q-vermindering maar niet te spreken.

IJken van de toongenerator

Indien men in het bezit is van een meettoongenerator, dan is het ijken geen groot probleem: met een koptelefoon kan men de tonen op het gehoor vergelijken. Kan men daarbij ook nog gebruik maken van een oscillograaf, dan kan men natuurlijk veel nauwkeuriger werken. Men schakelt dan de uitgang van de te ijken generator op de klemmen van de vertikale versterker en de uitgang van de meetgenerator op de klemmen van de horizontale versterker. Worden beide signalen zoveel versterkt, dat hun spanningen op de platen van de katodestraalbuis even groot zijn, dan moet, bij gelijke frequenties, een cirkelachtige figuur ontstaan.

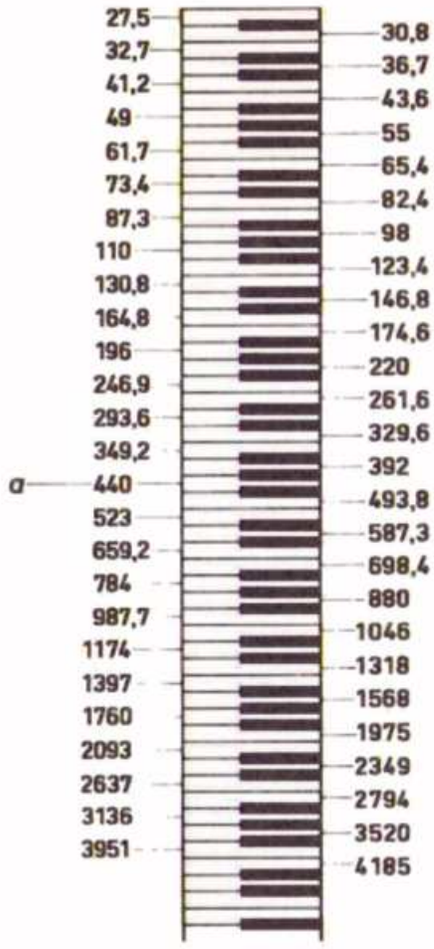


Fig.68 Frequentie van de pianotonen. Voor het ijken vergelijkt men vaak de tonen van de toongenerator met de tonen van een piano of orgel.

Moeilijker wordt het, wanneer men geen van beiden bezit. Dan is er alleen nog een benaderingsmethode door de tonen op het gehoor te vergelijken met de tonen van b.v. een piano of een orgel. Met een koptelefoon moet men dan de toongenerator beluisteren en tegelijkertijd dezelfde frequentie op de piano opzoeken. In figuur 68 zijn de frequenties van de pianotonen gegeven ter oriëntatie. Zeer nauwkeurig is deze methode natuurlijk niet.

MODULEREN

De hoogfrequent oscillatoren die tot nu toe ter sprake kwamen, produceren een constante draaggolf met een frequentie van 27 MHz (golflengte 11 m). Wanneer een dergelijke draaggolf een ontvanger bereikt, dan zal deze door de detector in de ontvanger in een gelijkspanning worden omgezet, waarmee via een gelijkspanningsversterker een relais te bedienen is, of, zoals we in deel II zullen zien, waardoor de schakeltransistor in een ruisontvanger zich opent.

Men kan op deze manier dus hoogstens één informatie overbrengen, door het in- en uitschakelen van de draaggolf. Door het geven van impulsen, al of niet verschillend van tijdsduur, is het mogelijk verschillende commando's over te brengen, maar dit systeem heeft vele bezwaren (zie hoofdstuk 2).

Door het moduleren van de draaggolf wordt het mogelijk vele informaties over the brengen, zonodig gelijktijdig. Bij de afstandbesturing gebeurt dit met toontjes die liggen tussen 250 en 6000 Hz (óf 8000 Hz).

Een draaggolf moduleren wil zeggen deze in sterkte variëren met het ritme van de toontjes. Daar de amplitude van de draaggolf varieert, noemt men deze methode van moduleren "amplitudemodulatie".

Er zijn nog diverse andere methoden van moduleren van een draaggolf (inbrengen van informatie) maar het heeft geen zin om hierop in te gaan, daar wij alleen de amplitudemodulatie voor afstandbesturing gebruiken. Wel wordt steeds meer frequentie- en fazemodulatie toegepast en voor digitale stuursystemen impulsmodulatie maar dit valt buiten het bestek van dit boekje.

In figuur 69 is te zien hoe een draaggolf er uit ziet als deze wordt gemoduleerd met een sinusvormige toon van oplopende sterkte. In figuur 69b is de amplitude van het modulatiesignaal de helft van de draaggolfamplitude en men zegt dat de modulatiediepte 50% bedraagt. Ten opzichte van figuur 69c, waarbij de modulatiediepte 100% is, zien we dat de draaggolf in figuur b maar slecht is benut en dat bij 100% modulatiediepte een maximum aan informatie is

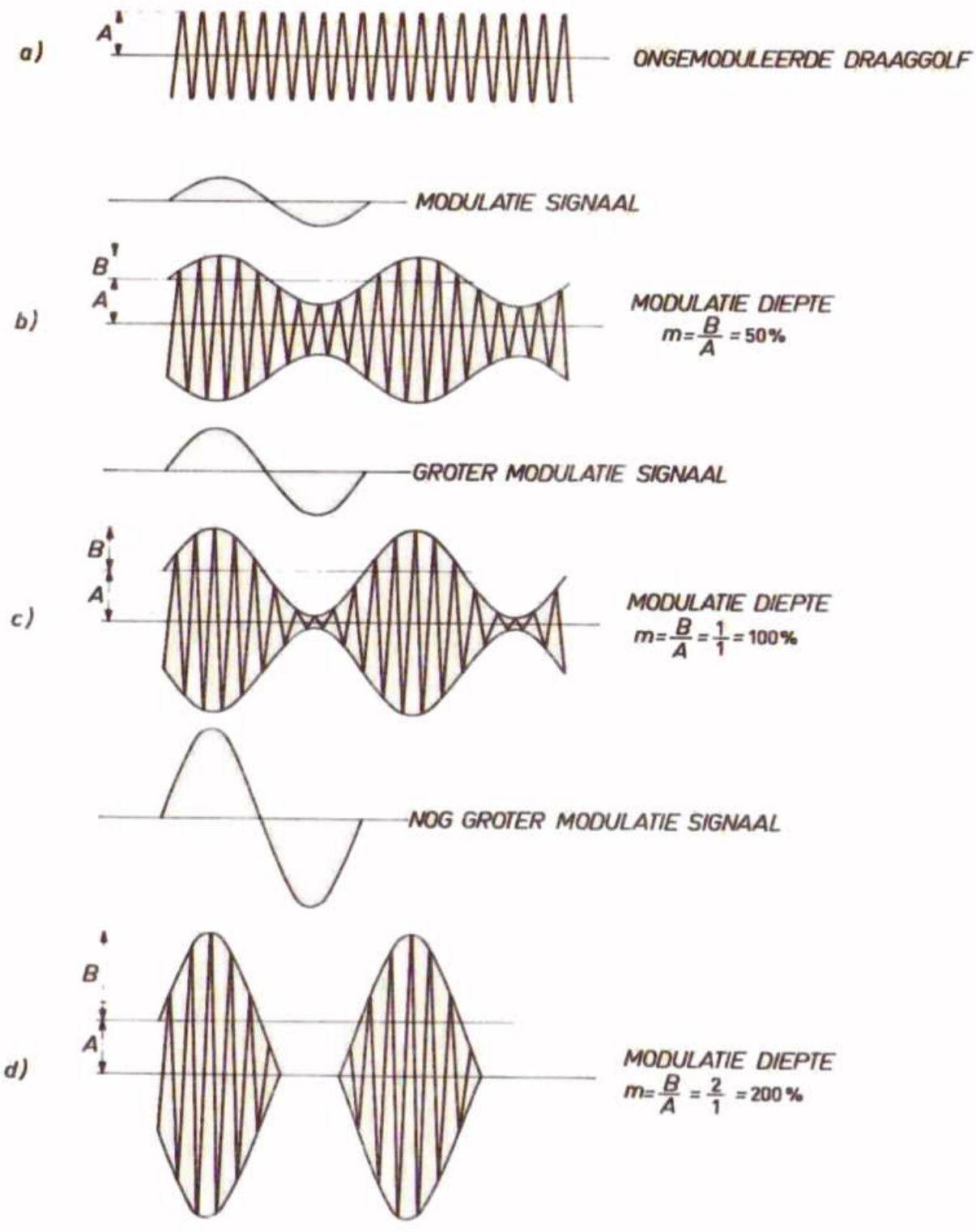


Fig.69 Moduleren van een draaggolf

ingebracht. We moeten echter oppassen voor overmodulatie, want bij 200% modulatiediepte (fig. 69d) is een ernstige vervorming te constateren, waardoor harmonischen ontstaan. Niet alleen dat dit in de ontvanger moeilijkheden kan

opleveren, maar ook de toegestane modulatiefrequentie wordt dan veelal overschreden.

Zijbanden

Zoals reeds eerder werd opgemerkt (hoofdstuk 1), produceert een gemoduleerde zender behalve de draaggolffrequentie ook frequenties aan beide zijden van de draaggolf. Dit zijn de z.g. zijbanden.

Wiskundig kan men uitrekenen dat een draaggolf die gemoduleerd wordt met een toon van frequentie f_m, twee zijbanden heeft, waarvan de ene een frequentie heeft van $(f_0 + f_m)$, waarin f_0 = draaggolffrequentie, en de andere $(f_0 - f_m)$.

Is de modulatiediepte m x 100% dan is de amplitude van de zijbanden $\frac{m}{2}$ x de amplitude van de draaggolf. In figuur 70 is dit verder verduidelijkt. De totale bandbreedte, die een zender met modulatiefrequentie f_m in beslag neemt, is dus 2 x f_m.

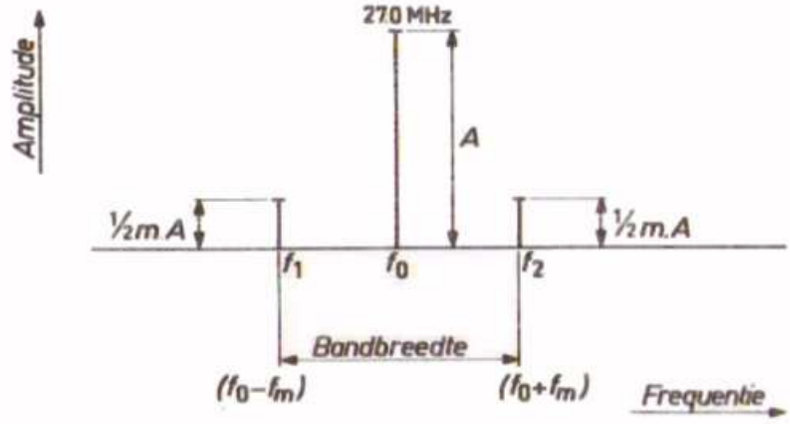


Fig. 70 Amplitude van de zijbanden
f_0 = draaggolffrequentie
f_m = modulatiefrequentie
m x 100% = modulatiediepte
A = amplitude draaggolf
$\frac{1}{2}$ m.A = amplitude zijbandfrequentie
bandbreedte = 2 f_m

Wordt een zender gemoduleerd met 2 of meer tonen tegelijk, dan moeten de amplitudes van de 2 tonen bij elkaar worden opgeteld, zodat voor 100% modulatiediepte elke toon maximaal slechts 50% modulatiediepte mag hebben. Bij 3

tonen tegelijk mag dus maar met 33% modulatiediepte per toon worden gemoduleerd.

Soms doet men het anders. Dan moduleert men de tonen toch met 100% maar laat ze niet tegelijk de draaggolf moduleren, maar om de ander. Met behulp van een langzame astabiele multivibrator die dan weer het ene kanaal opent en dán weer het andere, geeft men de tonen aan de draaggolf door.

Vermogen van een amplitudegemoduleerde zender

In figuur 71 is de samenstelling van een gemoduleerde draaggolf getekend: de draaggolf zelf met de amplitude A_0 en de zijbanden met amplitude $\frac{m}{2} A_0$. De 2 zijbanden vertegenwoordigen een zekere hoeveelheid vermogen, dat door het moduleren aan de draaggolf wordt toegevoegd. Of, met andere woorden: het moduleren kost extra vermogen, dat door een modulator of door de zendereindtrap zelf moet worden opgebracht.

Als het vermogen van de zender met draaggolfamplitude A_0 gelijk is aan P_t watt, dan zal het vermogen van één zijband met amplitude $\frac{m}{2} A_0$ gelijk zijn aan

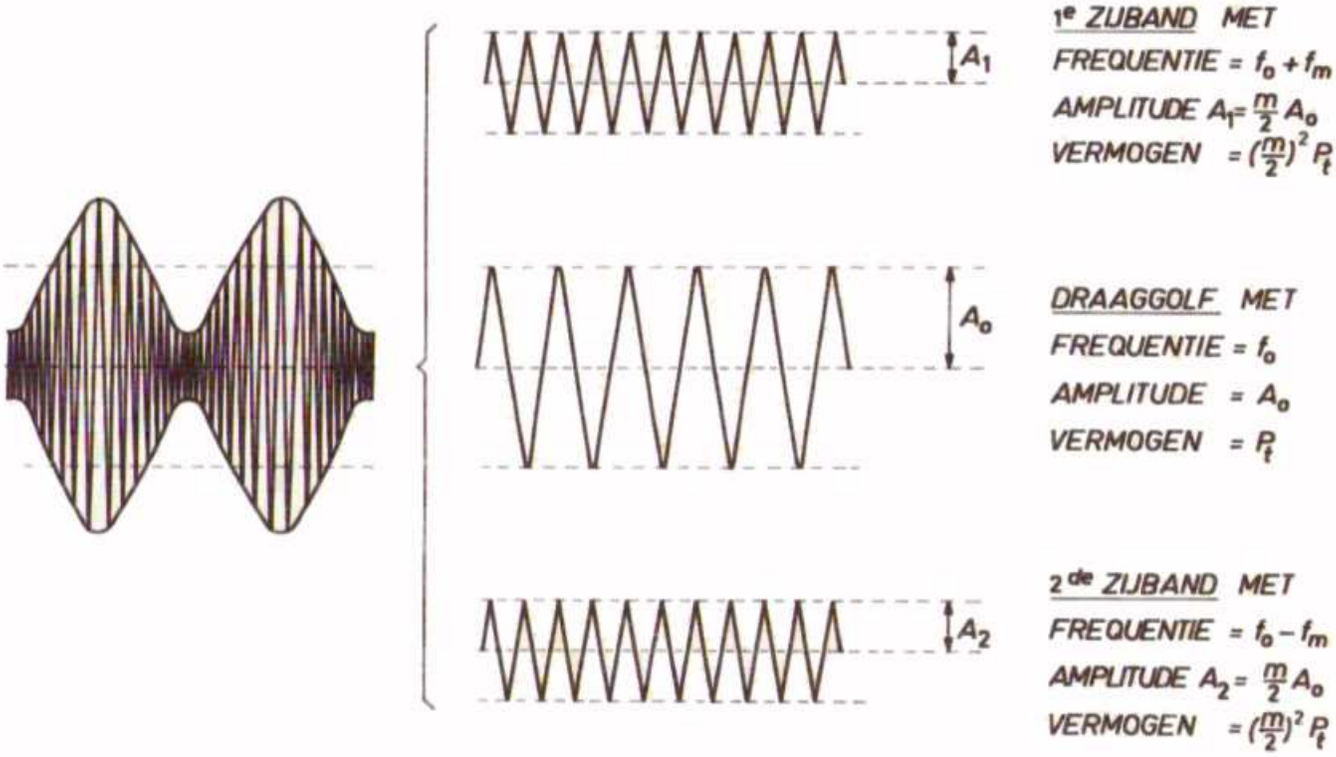


Fig. 71 Vermogen van de zijbanden

$(\frac{m}{2})^2 P_t$ watt. Dus in beide zijbanden samen is een hoeveelheid vermogen verborgen van

$$2 \cdot \left(\frac{m}{2}\right)^2 P_t \text{ watt}$$

Voor een zender, die 100% is gemoduleerd (dus m = 1) is dit vermogen gelijk aan $\frac{1}{2} P_t$. Het extra vermogen, dat de zender met de hulp van de modulator moet opbrengen om tot 100% te moduleren, is dus de helft van het ongemoduleerde zendervermogen. Wordt de zender voor slechts 50% gemoduleerd, dan is m = $\frac{1}{2}$ en het extra vermogen bedraagt nog slechts $\frac{1}{8} P_t$. We spreken hier dus over de vermogens, die de zender in hoogfrequent energie afgeeft, dus draaggolf plus zijbanden. Stellen we het totale nuttig effekt van de zendereindtrap op η = 50%, dan zal het gelijkstroomvermogen aan de eindtrap 2 x P_t watt zijn. Wordt deze zender voor 100% gemoduleerd, dan zal het extra vermogen dat door de modulator aan de voeding van de zendereindtrap wordt toegevoegd ook het nuttig effekt van 50% ondergaan en dus $\frac{1}{2}$ x 2 P_t watt moeten zijn, d.w.z. het modulatievermogen is ongeveer gelijk aan het ongemoduleerde draaggolfvermogen.

Gewoonlijk moduleert men niet voor de volle 100%, omdat het moeilijk is, de laatste 10% onvervormd te krijgen. Zodat men de maximum modulatiediepte op 90% houdt (m = 0,9). Het modulatievermogen bedraagt dan $\frac{1}{\eta} \cdot \frac{m^2}{2} \cdot P_t$ watt. In de meeste gevallen is dit ongeveer 0,8 P_t. (P_t = hoogfrequent zendervermogen.)

Methoden van moduleren

Het moduleren, dus het variëren van de draaggolfamplitude, kan in principe op de volgende 3 manieren gebeuren:

a. Variatie van de uitsturing van de eindtransistor, d.w.z. modulatie van het ingangssignaal (voortrapmodulatie)

b. Variatie van de instelling van de eindtransistor, d.w.z. verschuiving van het werkpunt door de modulatiespanning (basismodulatie)

c. Variatie van het toegevoegde gelijkstroomvermogen van de eindtrap (collectormodulatie).

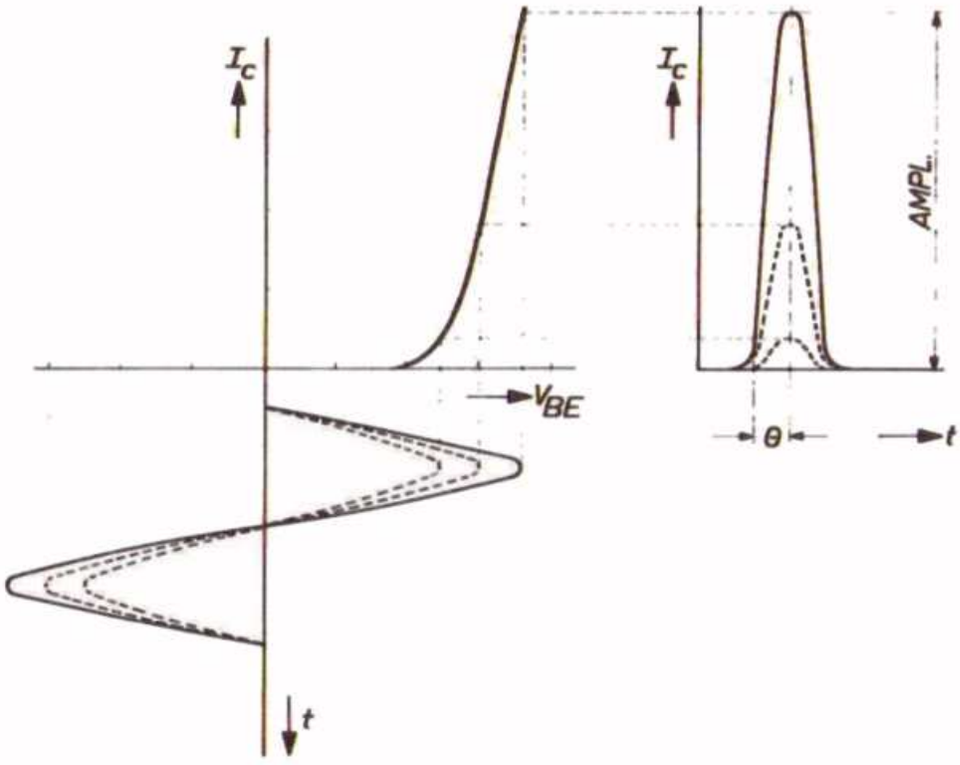


Fig.72 Modulatie door amplitudevariatie van het ingangssignaal (voortrapmodulatie)

Voortrapmodulatie

Het moduleren van het ingangssignaal van de eindtrap vindt plaats in de voortrap. In figuur 72 is de $V_{BE} - I_C$ -grafiek getekend met daaronder de hoogfrequent wisselspanning op de basis van de eindtransistor bij 3 verschillende amplitudes. De invloed hiervan op de collectorstroom is in de figuur te zien. Er treedt een variatie op van de openingshoek - tezamen met een amplitudevariatie van I_{Cpiek}. Dit veroorzaakt een variatie van de grondgolf in het ritme van de modulatie. De tankkring zal door deze in sterkte variërende stroomimpulsen worden aangestoten met als resultaat, dat de wisselspanning over de tankkring eveneens door de modulatie wordt gevarieerd.

Basismodulatie

Het werkpunt van de transistor wordt door het modulatiesignaal heen en weer geschoven. In figuur 73 is dit getekend bij 3 verschillende basisvoorspanningen. Ook nu is het resultaat een variatie van de openingshoek Θ en dus een sterkteva-

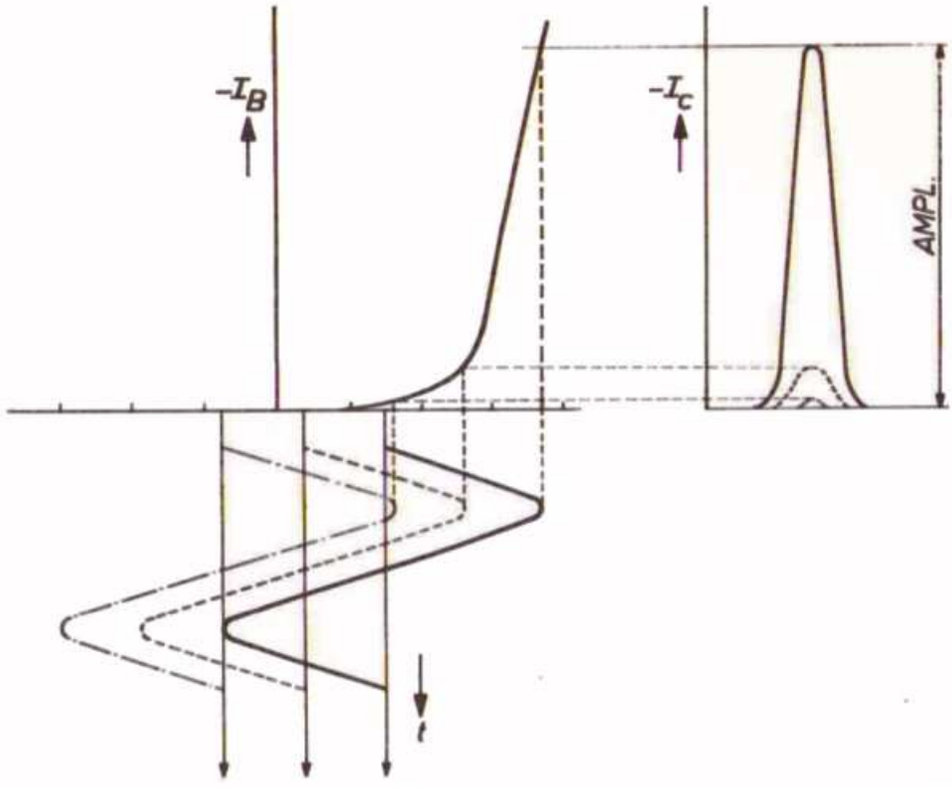


Fig.73 Modulatie door verschuiving van het werkpunt (basismodulatie)

riatie van de collectorstroompulsen I_{Cpiek}. Zo wordt de amplitude van de hoogfrequente wisselspanning over de tankkring gevarieerd.

De twee bovengenoemde manieren van moduleren zijn vrij eenvoudig en behoeven weinig modulatievermogen. Het bezwaar is echter, dat niet diep kan worden gemoduleerd zonder ernstige vervormingen, omdat dan in het kromme deel van de karakteristiek wordt gewerkt. Verder is het nuttig effekt klein. Dit komt omdat de eindtrap in rust (ongemoduleerd) maar voor de helft is uitgestuurd, om ruimte te hebben voor het moduleren, want er moet een variatie mogelijk zijn tussen maximale en minimale uitsturing. Hierdoor wordt de eindtransistor gemiddeld maar voor de helft benut, terwijl de voedingsspanning groot genoeg is om maximale uitsturing te kunnen verwerken. Meestal ligt het totale nuttig effekt van de eindtrap tussen 30 en 35%.

Collectormodulatie

In de grafiek van figuur 74 is de basis uitgestuurd door een constante hoogfre-

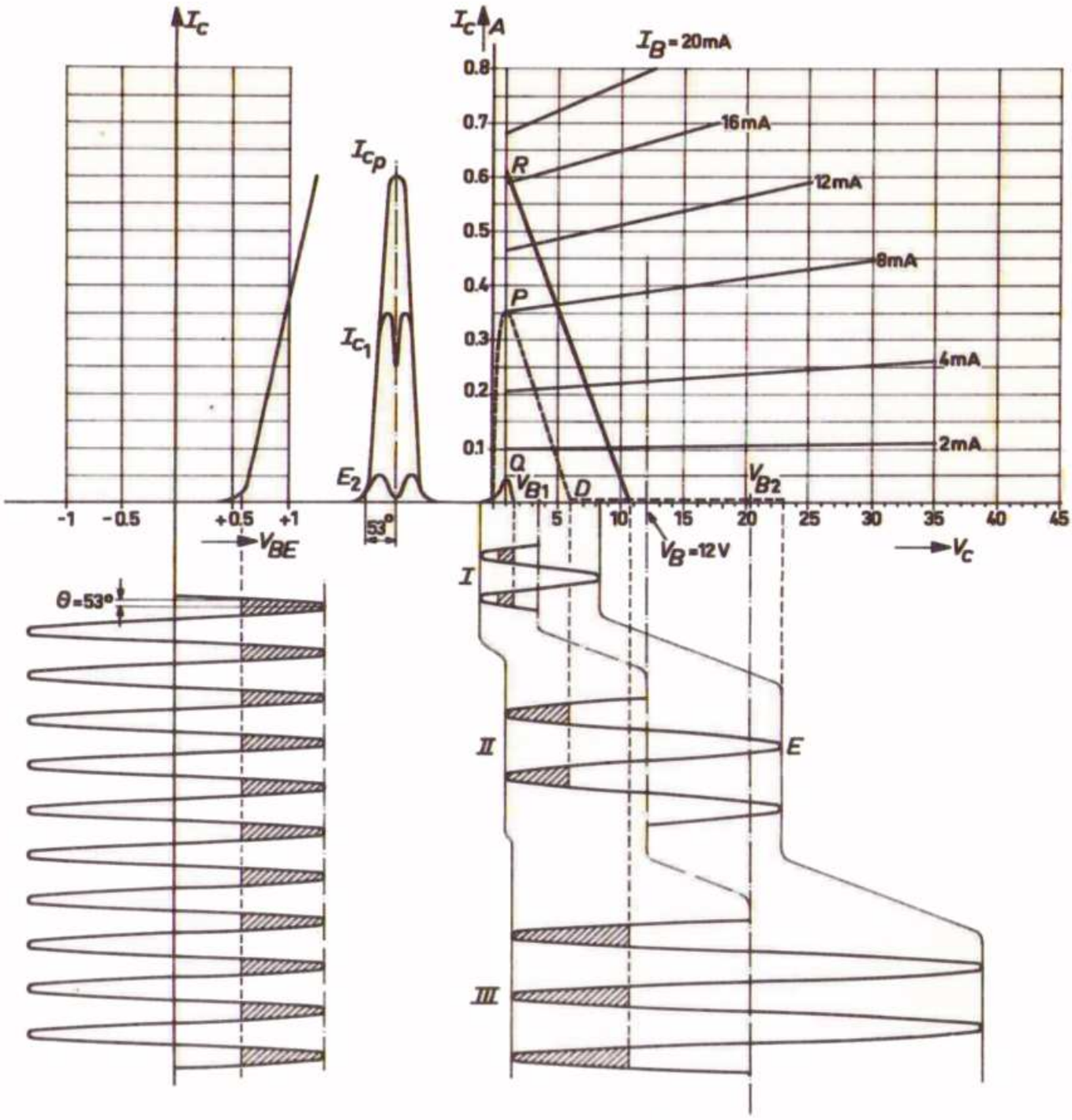


Fig. 74 Modulatie door variatie van het toegevoerde vermogen aan de eindtrap (collectormodulatie)

quente wisselspanning. Er wordt in klasse C gewerkt met een openingshoek Θ De voedingsspanning V_B kan met een modulator worden gevarieerd tussen V_{B1} en V_{B2}.

In rust wordt de transistor volledig uitgestuurd en de hoogfrequente wisselspanning (II) zwiept heen en weer tussen de kniespanning en bijna de dubbele batte-

rijspanning. Er loopt alleen collectorstroom als door de pieken van de stuurspanning de transistor wordt geopend, dus gedurende 2 x $\ominus$. De transistor begint te openen op het moment dat de collectorspanning is afgenomen tot punt D. Daarna loopt de collectorstroom op terwijl de collectorspanning afneemt en we volgen het schuine deel van de belastinglijn (gestippeld), totdat we de kniespanning in punt P bereiken, het minimum punt van de collectorspanning. Daarna neemt de collectorspanning weer toe en de collectorstroom af om ten slotte in D weer nul te worden. De collectorspanning blijft toenemen ten gevolge van de uitslingeringen van de tankkring en bereikt een maximale waarde in punt E. Hij keert daarna weer om en legt dezelfde route opnieuw af. Dit gebeurt dus 27 millioen keer per seconde. Wordt nu de voedingsspanning op een bepaald moment door de modulator verlaagd, b.v. tot punt V_{B1}, dan verschuift de gehele belastinglijn naar links en buigt om by punt Q waar hij wordt gedwongen de lijn van de kniespanning te doorlopen. Zelfs kunnen de pieken van de wisselspanning I in het linker deel van de karakteristiek terecht komen. Hoewel dit gebeurt tijdens de openingshoek wordt de transistor toch stroomloos omdat de collectorspanning beneden de kniespanning komt. Hierdoor krijgt de collectorstroom de vorm die is aangegeven door I_{C2}. De stroominhoud is afgenomen en daarmee wordt ook de wisselspanning over de trillingskring kleiner. Het hoogfrequent vermogen is dus ten gevolge van de modulatiespanning sterk verminderd.

Wordt daarentegen op een bepaald moment de voedingspanning groter ten gevolge van de modulatiespanning, dan verschuift de belastinglijn naar rechts en indien de transistor voldoende is uitgestuurd, zal punt R bereikt worden. De stroomimpuls wordt hierdoor groter en er ontstaat een versterkte wisselspanning III over de tankkring. Het hoogfrequent vermogen is dus ten gevolge van de modulatiespanning toegenomen.

Het nuttig effekt van de collectormodulatie is goed, omdat het toegevoerde vermogen met de sterkte van de modulatie mee varieert en omdat er steeds bij maximale uitsturing wordt gewerkt. Het extra vermogen dat het moduleren vergt, moet door de modulator worden geleverd. Zoals we reeds eerder zagen

bedraagt dit bij een modulatiediepte van m x 100% en een nuttig effekt η van de eindtrap:

$$P_{mod} = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{m^2}{2} P_t$$

Hierbij is P_t het hoogfrequent vermogen dat de zendereindtrap afgeeft.

Er zijn 3 bezwaren aan deze collectormodulatie:

1. Een krachtige modulatieversterker is nodig.
2. De grote basis-wisselspanningen die nodig zijn om de transistor volledig uit te sturen in de momenten, waarop de modulatiespanning de voedingsspanning vergroot, blijven ook bestaan tijdens de momenten waarop de modulatiespanning de voedingsspanning verkleint. Hierdoor is de transistor voor het grootste deel van de tijd overstuurd en vloeit er onnodig veel basisstroom.
3. Het kan voorkomen dat het nulpunt wordt gepasseerd en de collectorspanning van richting omkeert. Dit geeft extra complicaties die de kwaliteit van de modulatie verslechteren.

Gecombineerde collector- en voortrapmodulatie

Om bovengenoemde bezwaren te voorkomen gaat men de stuurspanning meemoduleren met de collectorspanning (fig. 75) en wel zodanig, dat de sturing afneemt als ook het hoogfrequent vermogen ten gevolge van de collectormodulatie afneemt. Als dit in de juiste verhoudingen gebeurt, zal de kniespanning niet meer worden overschreden en wordt er ook niet meer overstuurd.

Uit de figuur zien we, dat dit een zeer goed resultaat geeft en dat tot ongeveer 90% vrijwel vervormingsvrij kan worden gemoduleerd. Het nuttig effekt is bij alle modulatiediepten maximaal terwijl ook het afgegeven vermogen behorende bij de betreffende modulatiediepte groot is. Het moduleren van de voortrap behoeft maar weinig te zijn om het juiste effekt te bereiken; dit blijkt duidelijk uit de tekening. Zodoende kunnen we in het rechter deel van de I_C-V_{BE}-kromme blijven, hetgeen een minimum aan vervorming geeft. Kwalitatief is deze wijze van moduleren ideaal te noemen, maar de praktische uitvoering eist extra zorg, zoals we later zullen zien in het hoofdstuk "Praktische Zenderschakelingen".

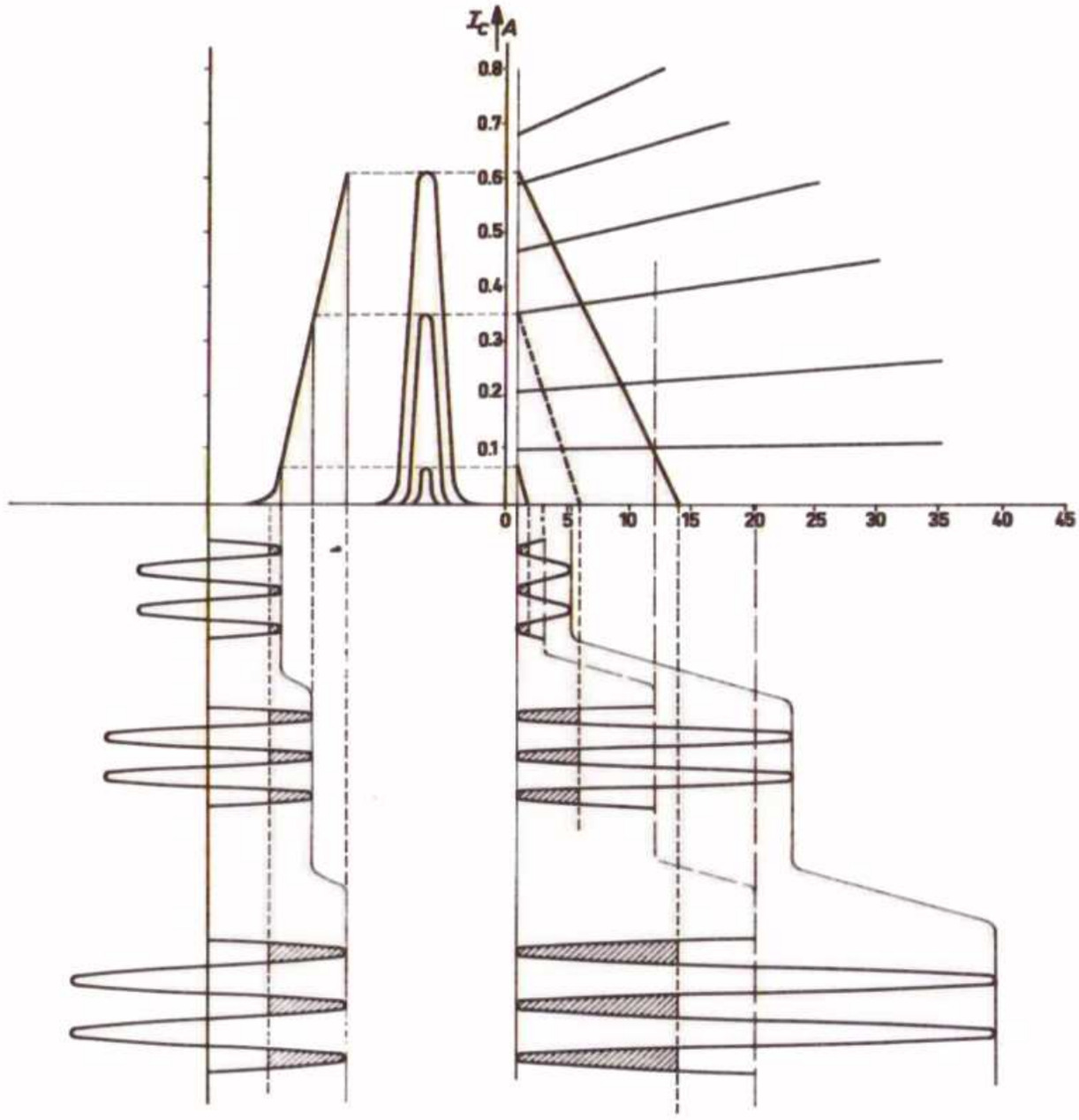


Fig.75 Gecombineerde collector- en voortrapmodulatie

De modulatieversterker zal, behalve het benodigde vermogen van $\frac{m^2}{2} \times \frac{1}{\eta} P_t$ watt ook nog wat vermogen moeten leveren voor het moduleren van de voortrap. Het vermogen dat hiervoor nodig is, schat men meestal op 10% van het collector-modulatievermogen, zodat de modulatieversterker ongeveer $1,1 \times \frac{m^2}{2} \frac{1}{\eta} P_t$ watt

moet leveren. Aangezien we hoogstens tot 90% onvervormd kunnen moduleren, wordt dit:

$$P_{mod} = 1{,}1\frac{0{,}9^2}{2}\frac{1}{\eta}P_t = 0{,}45\frac{1}{\eta}P_t$$

waarin P_t = het hoogfrequent vermogen van de ongemoduleerde zendereindtrap. Of P_{mod} = 0,45 x toegevoerde gelijkstroomvermogen aan de eindtrap.

Belastingweerstand van de gemoduleerde eindtrap

De belastinglijn moet zodanig lopen, dat deze naar beide kanten zo ver mogelijk kan schuiven zonder de grenswaarden of kromme delen van de karakteristiek te passeren. Uit figuur 74 is te zien, dat voor de BFY 50 de collectorstroom in ongemoduleerde toestand een piekwaarde heeft van 350 mA. Volgens figuur 47 geeft dit bij een openingshoek $\Theta = 53^o$ een grondgolf met amplitude $0{,}36 \times 350 = 125$ mA. De effektieve waarde hiervan is $\frac{125}{\sqrt{2}} = 90$ mA. De collector wisselspanning varieert tussen de kniespanning van 1 V en de maximum spanning van 23 V. De amplitude is dus 11 V en de effektieve waarde = $\frac{11}{\sqrt{2}} = 7.8$ V. Het wisselstroomvermogen is dan $7{,}8 \times 90 \simeq 700$ mW.

Door de verliezen in de kringen zal het vermogen dat de antenne aangeboden krijgt hooguit 600 mW zijn.

De belastingweerstand moet een waarde hebben van $\frac{E_{eff}}{I_{eff}} = \frac{7{,}8}{90 \cdot 10^{-3}} = 87\ \Omega$

Het filter wordt bepaald volgens de berekening van blz. 86, waar we een zender zonder modulatietrap als voorbeeld namen met een belastingweerstand van 80 Ω (blz. 75). De uitkomsten van de berekeningen zullen elkaar niet veel ontlopen.

We zien in figuur 75 dat de collectorspanning aanzienlijke topwaarden kan bereiken. Hiermee moet terdege rekening worden gehouden bij het kiezen van de batterijspanning en van de eindtransistor. In ons geval is de topspanning samengesteld uit:
de voedingsspanning van 12 V, plus de modulatiespanning bij 90% modulatiediepte, van: 0,9 x 11 V = 10 V plus de uitslingering over de kring = 21 V, totaal dus 12 + 10 + 21 = 43 V.

De fabrikant geeft voor de BFY50 een grenswaarde van 80 V op.

De gecombineerde modulatiemethode wordt zeer veel toegepast in zenders van goede kwaliteit. Het nuttig effekt is zeer goed en er ontstaat weinig vervorming. Het toegevoerde vermogen verloopt ongeveer evenredig met het uitgestraalde vermogen, zodat het nuttig effekt bij alle modulatiediepten ongeveer hetzelfde is. Met inbegrip van de verliezen in de tankkring ligt het totale nuttig effekt tussen 50 en 60%.

Belastingweerstand van de modulator

We moeten nu nog bepalen, hoe groot de belastingweerstand van de modulator is. Gaan we uit van 90% modulatiediepte, dan is de modulatiespanning maximaal $0,9 \times 11 = 10$ V piek, dus $\frac{10}{\sqrt{2}} V_{eff}$. Het modulatievermogen is 0,45 x het toegevoerde gelijkstroomvermogen. Dit laatste wordt bepaald met behulp van figuur 46. De gemiddelde collectorstroom bij een I_{c_p} van 350 mA en een openingshoek van 53^o bedraagt: $0,2 \cdot 350 = 70$ mA. Voedingsspanning is 12 V, zodat het gelijkstroomvermogen gelijk is aan $12 \times 70 \cdot 10^{-3} = 840$ mW. Het modulatievermogen is $0,45 \cdot 840 = 380$ mW. R_M wordt berekend met de bekende vermogensformule

$$W = \frac{E_{eff}^2}{R} \qquad R_{mod} = \frac{E_{eff}^2}{W} = \frac{(10/\sqrt{2})^2}{380 \cdot 10^{-3}} = 130\ \Omega$$

Praktijk van het moduleren

Het vervormingsvrij moduleren bij een grote modulatiediepte is geen eenvoudig probleem. We moeten oppassen dat we niet beneden de kniespanning komen en dat we kromme delen van de karakteristiek vermijden, terwijl we toch, willen we 90 à 100% moduleren, tot aan de grenzen van de grafieken heen en weer moeten zwiepen. En dit zou dan bij een zo groot mogelijk nuttig effekt moeten plaats vinden.

We zullen nu vluchtig de technische mogelijkheden aanstippen. In het volgende hoofdstuk wordt dit bij de diverse zenderschakelingen nader bekeken.

Seriemodulatie

Een goedkope methode, waarbij geen aandacht wordt geschonken aan een groot nuttig effekt, is seriemodulatie; de eindtrap wordt gevoed via een transistor die meer of minder stroom doorlaat, afhankelijk van de modulatiespanning (fig. 76). De modulatiediepte kan zonder veel vervorming 90% halen (fig. 80). Men gebruikt deze wijze van moduleren alleen in zendertjes van gering vermogen (100 mW). Ongeveer de helft van het toegevoerde gelijkstroomvermogen gaat verloren in de modulatietransistor.

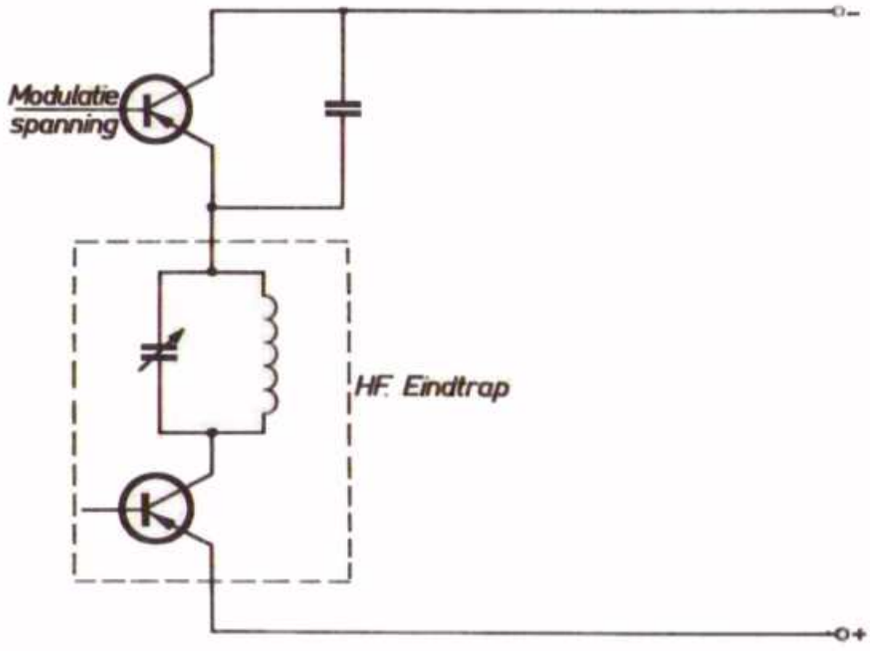


Fig.76 Seriemodulatie

Moduleren met een modulatietransformator

We hebben in figuur 77 vier manieren aangegeven, hoe de modulatiespanningen in het hoogfrequent deel van de zender kunnen worden geïnjecteerd:

A. De modulatie wordt in het collectorcircuit binnengebracht (collectormodulatie)

B. De modulatiespanning varieert de basis-voorspanning en verschuift daardoor het werkpunt (basismodulatie)

C. De modulatiespanning wordt in het emittercircuit geïnjecteerd. Dit geeft een variatie van de emitterspanning hetgeen op hetzelfde neerkomt, alsof de basisvoorspanning varieert (emittermodulatie)

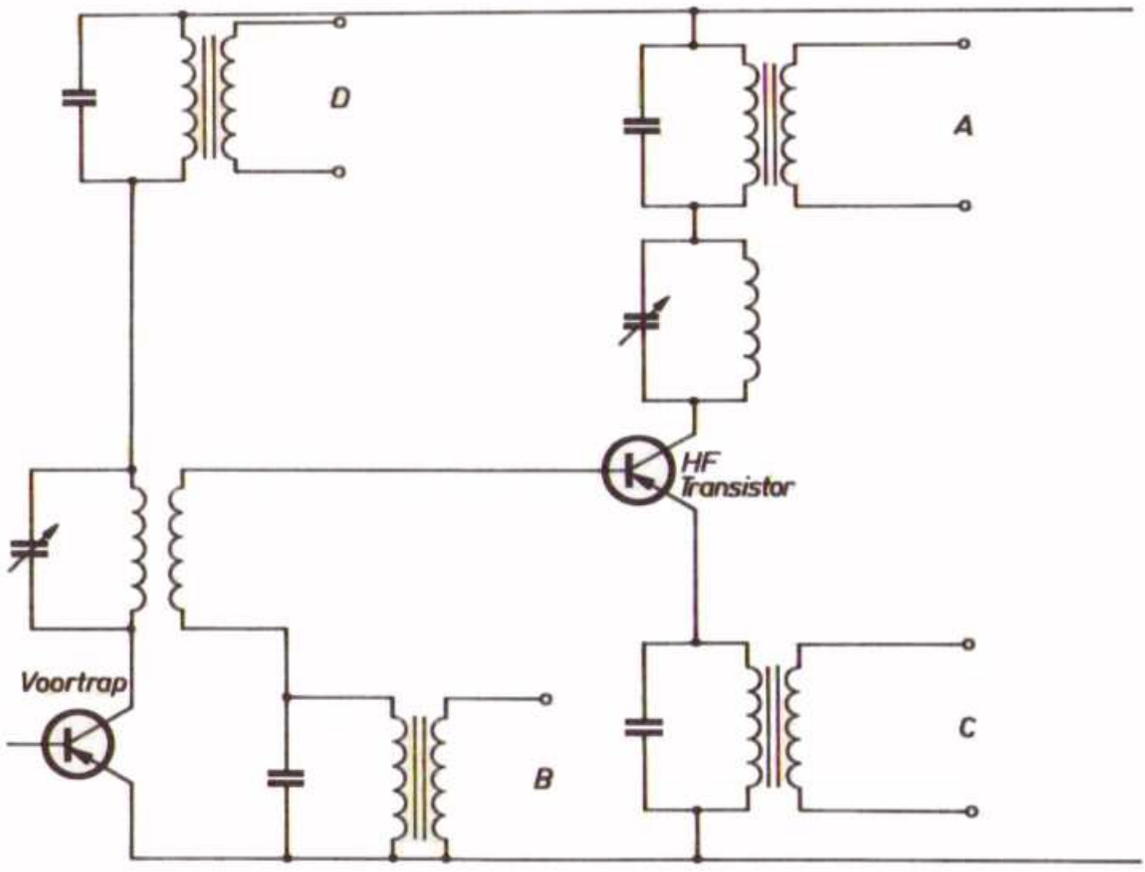


Fig.77 Manieren waarop de modulatiespanningen in de zender kunnen worden geïnjecteerd

D. Er ontstaat een amplitudevariatie van het ingangssignaal naar de eindtransistor (voortrapmodulatie).

Omdat de methode A veel modulatievermogen eist spreekt men hier wel van hoogniveau-modulatie". De methodes B, C en D daarentegen heten "laagniveau-modulaties".

Aangezien een toongenerator maar weinig vermogen afgeeft, zal voor de collectormodulatie een extra versterker-eindtrap nodig zijn, om het vereiste modulatievermogen te leveren. Deze eindtrap moet zijn uitgerust met een modulatietransformator, waarvan de output-impedantie overeenstemt met de belastingweerstand R_{mod}. Dit soort transformatoren is meestal niet in de handel verkrijgbaar en moet zelf worden gemaakt. Daarom zullen we de construktie ervan bij de betreffende zender behandelen. Met een volume regelaar in de modulator is de modulatiediepte instelbaar.

HOOFDSTUK 10

PRAKTISCHE ZENDERSCHAKELINGEN

We zullen nu een viertal zenders beschrijven voor verschillende doeleinden en mogelijkheden. We beginnen met de eenvoudige zenders die van zeer veel nut kunnen zijn voor de beginners. We zouden iedere beginner willen aanraden een klein 1-kanaalzendertje te maken, al is het maar bij wijze van oefening. Het kost niet veel en als het goed werkt doet men het beste, het in takt te laten, want het kan altijd dienst doen als reservezender of als meetapparaatje voor het controleren van de ontvanger.

De zender is meestal samengesteld uit verschillende units:

a/ hoogfrequent gedeelte

b/ modulatieversterker

c/ toongeneratoren

d/ harmonischen filter

e/ bedieningsorganen

f/ voeding

g/ huis

h/ antenne

Het is het beste de elektronische delen zodanig op te bouwen, dat ze goed van elkaar zijn te onderscheiden, zodat men met één oogopslag kan zien, wat wât is. Dit vergroot de overzichtelijkheid en vergemakkelijkt het zoeken naar fouten. Het is vooral belangrijk de uitgangen van de verschillende oscillatoren duidelijk kenbaar te maken, zodat met een koptelefoon of een meetinstrument snel kan worden gemeten wat b.v. de oscillator produceert. Voor diegenen, voor wie dit bouwen geen dagelijks werk is, is het een moeilijke opgave. Doe het daarom rustig en met overleg. Een verkeerde verbinding door een slordige opbouw kan uren en nog eens uren kosten om te localiseren. Het komt niet zelden voor, dat men in zo'n geval de moed opgeeft en er het bijltje bij neer legt. Doe dit nooit! Blijf volhouden en haal er desnoods een deskundige bij, want het zou jammer

zijn, als door een beetje pech het enthousiasme zou verdwijnen. Maar hoe het ook zij, het is beter te voorkomen dan te genezen. Daarom, doe dit werk concientieus en maak er iets moois van!. Zodat U met trots het inwendige van de zender aan een ieder kunt tonen. Bouw stap voor stap op en controleer steeds wanneer een unit klaar is, of hij naar wens funktioneert. Daarom kan men het beste eerst de batteryset klaar maken, zodat die voor het grijpen ligt als een gedeelte moet worden gecontroleerd. B.v. als de kristaloscillator gereed is, dan eerst nagaan of hij werkt, alvorens de eindtrap te monteren (zie hoofdstuk metingen). Zo werkt men het prettigst met de meeste kans op succes.

In dit boekje zullen we niet de bouw van het kastje en van de bedieningsorganen behandelen. De uitvoering hiervan zal ieder op zijn eigen manier doen, afhankelijk van de materialen en de gereedschappen die hij bezit. De foto's kunnen de bouwer misschien wel wat op weg helpen.

Men moet er wel aan denken, dat het zenderkastje van metaal moet zijn en niet van hout of een ander isolerend materiaal. Het metalen kastje werkt als tegenwicht, vooral als het contact maakt met de hand van degene, die de zender bedient. Bovendien voorkomt men handeffekt, d.w.z. de capacitieve werking van de hand kan de kringen niet beinvloeden. Er wordt tegenwoordig nogal veel met printplaatjes gewerkt. In sommige boekjes zijn de printjes geheel uitgetekend, zodat het puzzlewerk reeds voor U is gebeurd. Maar het maken van de print is toch nog niet zo eenvoudig en vereist nogal wat attributen. Het printprincipe wordt door de fabrieken veel toegepast, omdat het zeer geschikt is voor massafabrikage en de kans op menselijke fouten vermindert. Voor ons echter is het toch niet zo'n geschikte methode, omdat het onze bedoeling niet is méér dan één zender van het zelfde type te maken. Daarom kan men veel beter gebruik maken van montageplaat met gaatjes, waar de aansluitdraadjes van de elektrische onderdelen door heen gestoken worden en aan de achterzijde op de juiste wijze worden doorverbonden. Bij het opstellen van de onderdelen moet men er wel rekening mee houden, dat de spoelen van de hoogfrequent-oscillator en van de eindtrap niet te dicht bij elkaar worden opgesteld om ongewenste koppelingen te vermijden. Hierdoor zouden wilde oscillaties

kunnen ontstaan, die niet door het kristal worden bepaald. Dit kan worden gecontroleerd door het kristal te verwijderen; dan mogen er geen trillingen meer worden opgewekt. Gebeurt dit dan toch, dan moeten de spoelen verder uit elkaar en loodrecht t.o.v. elkaar worden opgesteld en eventueel door een koperen bus worden afgeschermd. Verbindingen tussen hoogfrequente onderdelen moeten altijd kort gehouden worden.

De zenders die hier zijn beschreven, hebben we uitgevoerd met verschillende typen toongeneratoren. Het spreekt vanzelf dat de toongenerator van de ene zender zonder meer kan worden gecombineerd met een andere zender en dat het aantal kanalen naar believen kan worden verminderd of vermeerderd.

Zender I

Zendertje met ongemoduleerde draaggolf

Vermogen 5 mW

Reikwijdte: enkele meters

Dit type zender (fig. 78) wordt toegepast voor het bedienen van toestellen op korte afstand, zoals: goocheltrucs, sluiter van een fototoestel, openen van een kraan, openen van een sigarenkist (foto's 3 en 4).

Het zendertje wordt gebruikt in combinatie met een z.g. ruisontvanger (deel II); de zender straalt een ongemoduleerde draaggolf uit, waardoor de ruis in de ruisontvanger verzwakt wordt en dit veroorzaakt het aantrekken van een relais. Dit relais schakelt dan de stroom in van het te bedienen apparaat.

Hoewel de zender en de ontvanger zelf betrouwbaar zijn te maken, kan het systeem toch wel eens falen doordat vreemde draaggolven, die de ontvanger binnendringen, foutieve reakties kunnen veroorzaken. Maar desondanks is het toch wel een leuk apparaatje, dat door het ontbreken van een kristal met weinig kosten is te maken. Het is in principe een Lee-oscillator (zie blz.52) met een vrij goede stabiliteit (0,5‰). Het voordeel is dat de frequentie gemakkelijk met een trimmer is te variëren, zodat eventueel een storende zender kan worden ontweken.

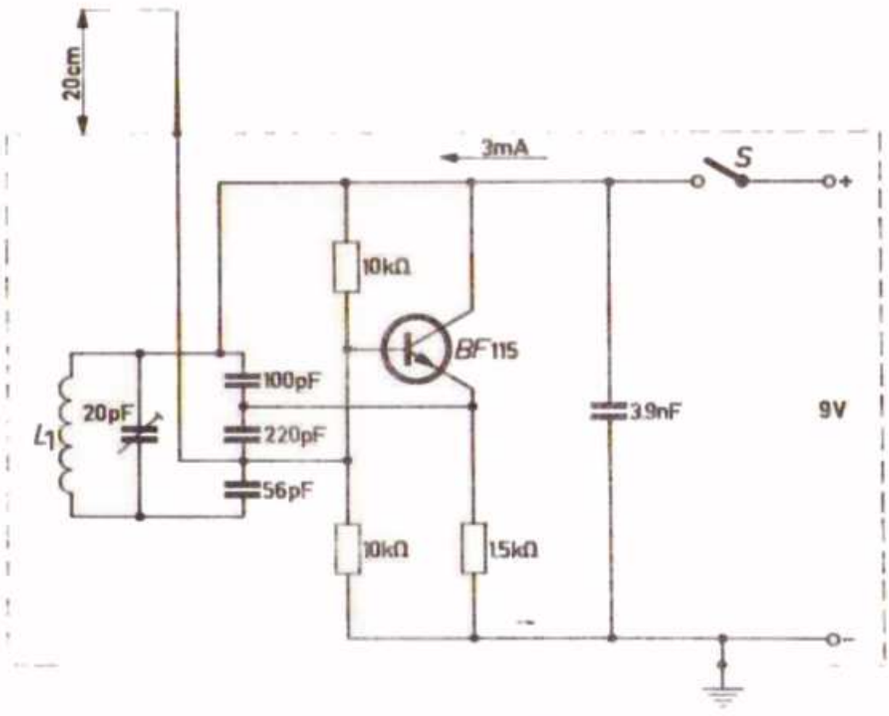


Fig. 78 Zender met een vermogen van 5 mW, ongemoduleerd
L_1 = 10 windingen, 1 mm koperdraad, spoeldiam. 10 mm, spoellengte 15 mm

De voeding kan gebeuren met een kleine 9-volts batterij, die door drukknop S wordt ingeschakeld. Het geheel moet in een metalen doosje worden ondergebracht om frequentieverloop t.g.v. handeffekt te voorkomen, of in een houten doosje, dat aan de binnenzijde is beplakt met metaalfolie. De antenne kan bestaan uit een stevige draad van 20 cm lengte.

De silicium transistor BF 115 voldoet uitstekend voor dit doel. De oscillator is vrij ongevoelig voor voedingsspanningsvariaties. Zelfs bij 3 volt werkt hij nog goed. Het frequentieverloop is gering en geeft geen moeilijkheden als een ruisontvanger wordt gebruikt met zijn brede doorlaatkromme.

Stroomverbruik is ongeveer 3 mA.

Zender II

Eén-kanaal zender

20 mW

Reikwijdte 20-100 m.

Deze één-kanaal zender wordt gebruikt in kombinatie met de super-regenera-

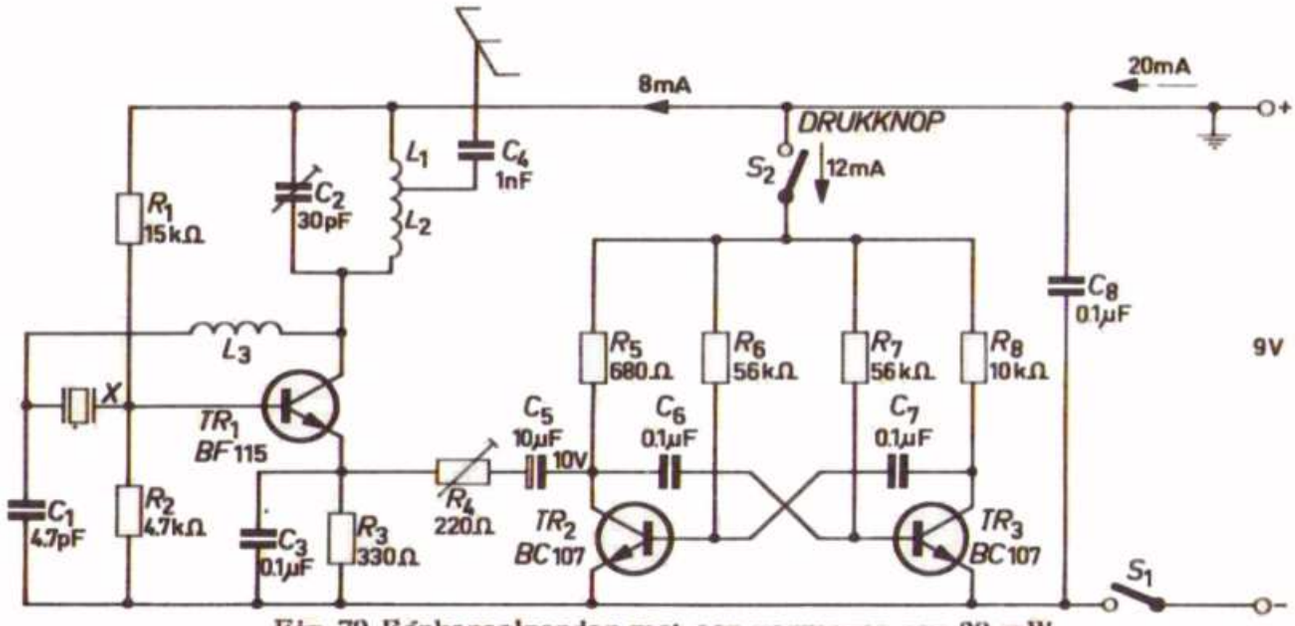


Fig. 79 Eénkanaalzender met een vermogen van 20 mW
L_1 = 2 wind. } 1 mm ø spoeldiam. 12 mm
L_2 = 11 wind. }
L_3 = 10 µH, 80 wind. 0,1 mm ø, spoeldiam 6 mm

tieve ontvanger, die in deel II wordt beschreven. Het systeem is goedkoop en gemakkelijk te bouwen en zeer geschikt voor het besturen van kleine boten die uitgerust zijn met een één-kanaal-servo (bv. kinematic).

De kristal-oscillator (fig. 79) levert direkt zijn hoogfrequent energie aan de antenne. Het opgewekte vermogen is daardoor klein: ong. 20 mW als de voedingsspanning 9 V bedraagt en ong. 35 mW bij 12 V.

De schakeling werkt zeer stabiel omdat de kombinatie L_3C_1 er voor zorgt dat de terugkoppeling van kollektor naar basis met de juiste fazedraaiing gebeurt en het kristal precies in serie-resonantie wordt gebruikt.

Het hoogfrequent signaal is betrekkelijk schoon wat harmonischen betreft zodat een enkel L-C-filter in de kollektorleiding (L_1-L_2-C_2) voldoende is voor de harmonischen-onderdrukking tot het toegestane niveau. De zender is voorzien van 2 schakelaars: S_1 voor het inschakelen van de draaggolf en S_2 voor het moduleren.

Men laat tijdens het besturen de draaggolf instaan om de ruis in de supergeneratieve ontvanger te onderdrukken.

Deze ruis is, als er geen draaggolf wordt ontvangen, zo sterk dat hij zelfs in staat is om de servomotor in te schakelen. Vandaar dat de ruis eerst

door de draaggolf moet worden weggewerkt en dan kan pas door de modulatie de servomotor worden bediend. Met de drukknop S_2 wordt de modulator ingeschakeld. Het is een astabiele multivibrator, die op 200 Hz genereert. Zijn output komt via C_5 en R_4 terecht op de emitter van de hoogfrequent transistor TR_1. Deze z.g. emitter-modulatie is een eenvoudige manier van moduleren die weinig onderdelen vergt, echter is de modulatiediepte beperkt tot maximaal 50%, omdat anders de 27 MHz-oscillator periodiek zou afslaan met als gevolg sterke variaties in de draaggolffrequentie. Met R_4 kan de modulatiediepte worden ingesteld.

De lage emitterweerstand van 330 Ω maakt dat de multivibrator asymmetrisch wordt belast; vandaar dat het kollektorcircuit van de ene transistor uit een weerstand van 10 k Ω bestaat en dat van de andere, die met de emitter is gekoppeld, uit 680 Ω. Het resultaat is toch een vrij symmetrische trilling die wel is waar verre van sinusvormig is, maar die voor een éénkanaalsysteem goed zijn werk doet.

De zender is ondergebracht in een metalen doos met een CLC-antenne die met een stevige aansluitklem wordt bevestigd (Foto's 5 en 6).
Reikwijdte kan onder gunstige omstandigheden, dus bv. over het water, enkele honderden meters bedragen.

Zender III

Vermogen : 100 mW
Aantal Kanalen : 5
Reikwijdte 500-1000 m.
Deze zender is in hoofdzaak bedoeld om een boot of een auto te besturen, maar hij kan, indien de ontvanger daarvoor wordt aangepast, ook voor vliegtuigen worden gebruikt.

Zoals in hoofdstuk 2 ter sprake kwam is een boot met 5 kanalen perfekt te besturen. We hebben daartoe de zender uitgerust met een eenvoudige toongenerator die gemakkelijk op 5 verschillende frequenties kan worden ingesteld.

Met deze kanalen kunnen de volgende manoeuvres worden verricht:

linksaf - rechtsaf - vooruit - stop - achteruit.

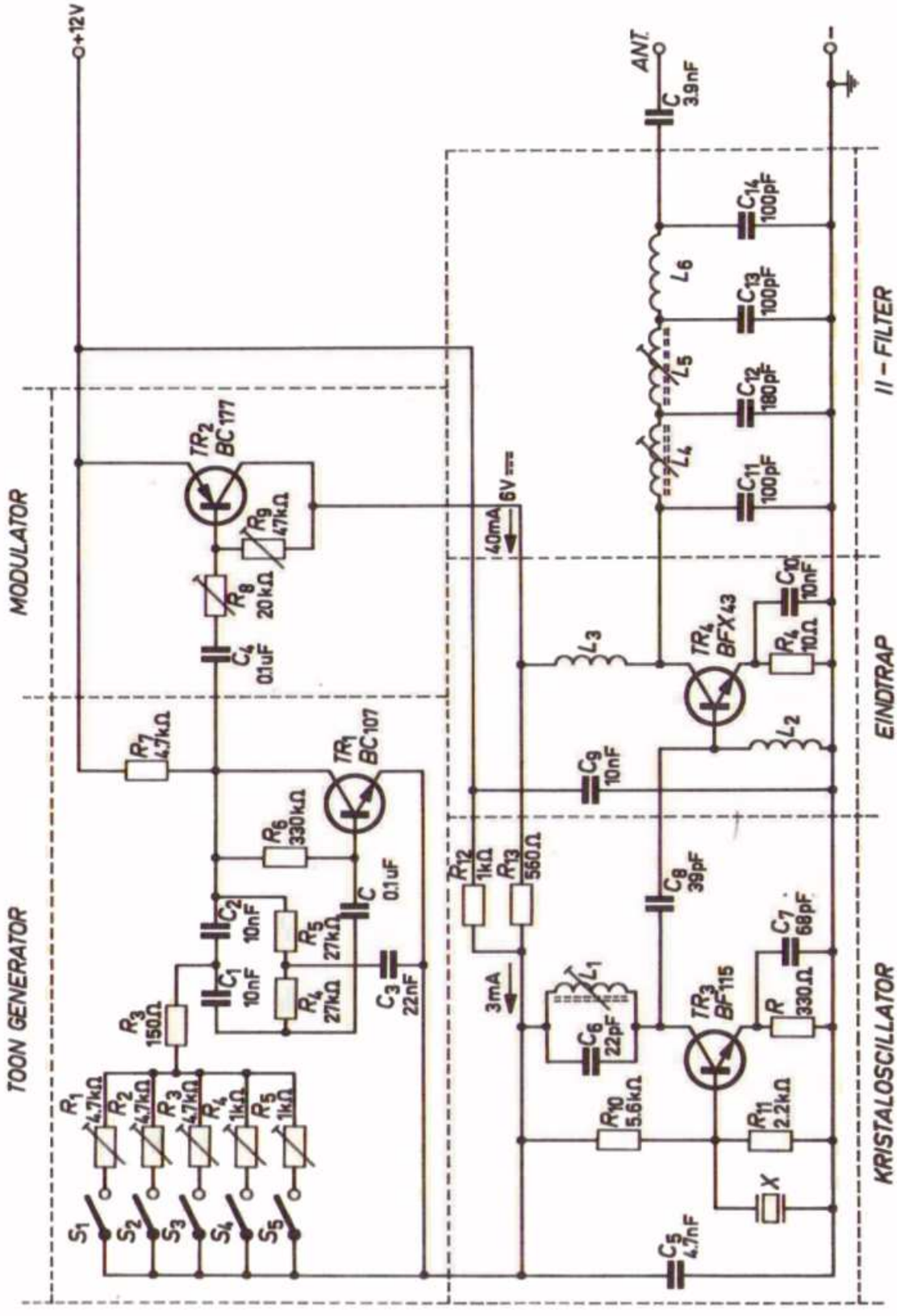


Fig. 80 Vijfkanalenzender met een vermogen van 100 mW

Het hoogfrequent deel van de zender (fig. 80) bestaat uit een kristaloscillator, ongeveer zoals werd beschreven op blz. 64 met het kristal in parallelresonantie. Deze schakeling oscilleert gemakkelijk, zelfs nog bij een voedingsspanning van 3 V. Dit maakt het mogelijk om de kristaltrap te moduleren zonder dat er gevaar bestaat dat de oscillator uit genereren slaat. De voedingsspanning wordt daartoe deels via R_{13} aan de modulator onttrokken en deels via R_{12} aan de bron van 12 V. Door deze spanningsdeler R_{12}/R_{13} wordt de kristaltrap gedeeltelijk meegemoduleerd (voortrapmodulatie).

De voortrap levert gemiddeld 10 à 15 mW gemoduleerd hoogfrequent vermogen; ruim voldoende om de eindtrap volledig uit te sturen. De eindtrap staat in C geschakeld doordat de basis via de hoogfrequent smoorspoel L_2 aan aarde ligt. Als eindtransistor (TR_4) kan een BFX 43 of 44 óf een BSX 19 of 20 worden gebruikt. Ze kunnen gemakkelijk 100 mW leveren en daarvoor is het niet nodig dat ze met een koelvin worden voorzien. De voeding van deze transistor loopt via de modulatietransistor TR_2 (seriemodulatie) die zoveel weerstand biedt dat de collectorspanning van TR_4 gemiddeld 6 V zal zijn, instelbaar met R_9. De stroomopname van de eindtrap is ongeveer 40 mA en van de voortrap circa 3 mA. De eindtrap wordt gevolgd door een 3-voudig π-filter. Volgens de berekening in hoofdstuk 7 zou een 2-voudig π-filter voldoende zijn om alle harmonischen beneden de vereiste waarde van 1 μW te krijgen. Maar de praktijk leert dat dit voor de zelfbouwer moeilijk is te realiseren, vanwege de koppeling tussen de spoelen L_4 en L_5 en via de aardverbindingen tussen de condensatoren C_{11}, C_{12} en C_{13}. Er is daarom een extra sektie aangebracht die afgestemd is op de tweede harmonische (54 MHz) omdat deze vaak nog te sterk blijkt te zijn. De opbouw van de onderdelen is nu niet kritisch meer (zie foto 9 en 10), behalve voor de spoelen L_4, L_5 en L_6 die minstens 2 cm uit elkaar geplaatst moeten staan.

Het afregelen van de zender

De spoelen L_1, L_4 en L_5 regelt men af op maximale output, hetgeen kan worden

gecontroleerd met een gloeilampje van 50 mA/6V tussen antenne-aansluiting en aarde (fig. 81), dat dan flauw moet oplichten. Mooier is het om een voltmeter aan te brengen waarmee de hoogfrequentspanning wordt gemeten tussen antenne-aansluiting en aarde. Met een diode wordt de hoogfrequent wisselspanning gelijkgericht en met een 1 mA meter en een serieweerstand van 10 kΩ wordt de spanning gemeten (fig. 82).

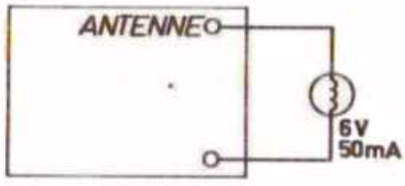


Fig. 81 Controle van de maximale output van de antennespoel. De antenne is vervangen door een gloeilampje

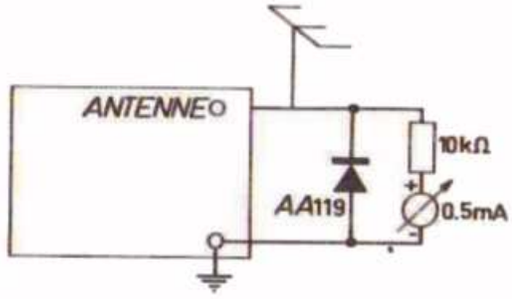


Fig. 82 Meting van de antennespanning

Men regelt meestal als volgt af:

L_1, L_4 en L_5 worden op maximale uitslag ingesteld en daarna wordt de antennespoel op ongeveer minimale uitslag afgeregeld, want dan is zijn weerstand het laagst en zijn stroom het grootst. De antennestroom is maatgevend voor de uitstraling. Optimaal is deze afregeling niet maar toch wel ten naaste bij. Voor juiste afregeling maakt men gebruik van een veldsterktemeter uit hoofdstuk 11. Deze plaatst men op ongeveer $1\frac{1}{2}$ m afstand en stemt hem af op de zenderfrequentie. Men regelt dan eenvoudig alle spoelen af op maximale veldsterkte. De antennespoel stemt men bij voorkeur af met een lange schroevendraaier (±25 cm) van isolatiemateriaal. De CLC-antenne heeft vrij veel last van verstemming als men te dicht in zijn buurt komt.

De constructie van de spoelen is weergegeven in de figuur 83, 84 en 85.
Opmerking: Denk er aan dat de min van de batterij wordt verbonden met het metalen kastje van de zender.

Modulator

Zoals reeds werd vermeld wordt hier seriemodulatie toegepast. De transistor

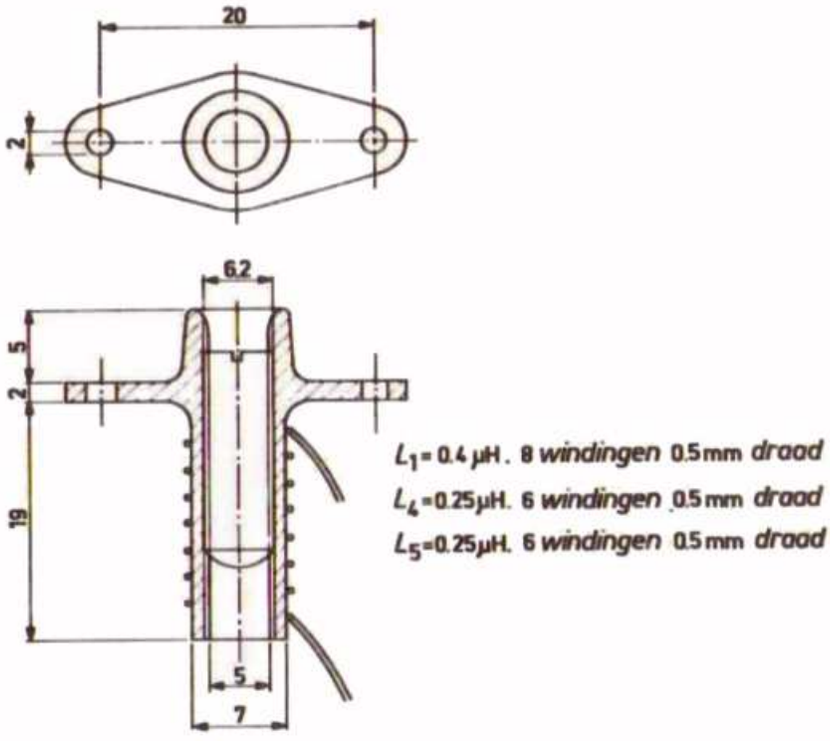
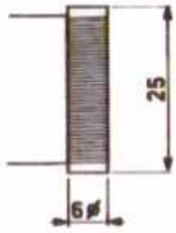
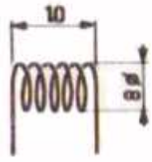


Fig. 83 Spoelhouder met poederijzerkern



L_2 = 10 µH. 65 windingen 0.2 mm draad
L_3 = 4 µH. 40 windingen 0.2 mm draad

Fig. 84 Hoogfrequent smoorspoel



L_7 = 0.15 µH. 6 windingen 1 mm draad luchtspoel

Fig. 85 Filterspoel

TR_2 staat in serie met de eindtransistor en wordt met behulp van R_9 zodanig afgeregeld dat de voedingsspanning van 12 V in tweeën wordt gedeeld, d.w.z. TR_2 en TR_4 ieder 6 V. Wordt de basisstroom van TR_2 gevarieerd door een toon uit de toongenerator, dan zal de collectorspanning van TR_4 variëren tussen 1 en 11 V en daarmee wordt de hoogfrequent output gevarieerd. Behalve

de eindtrap wordt ook de kristaltrap voor 50% meegemoduleerd. Meer moduleren is niet gewenst (hoofdstuk 9) omdat het dan kan gebeuren dat de eindtrap tijdens de dalen van de modulatiesinussen te weinig of in het geheel geen uitsturing meer krijgt èn dat de kans bestaat dat de kristaltrap in het ritme van de toon uit oscilleren slaat. Dit kan aanzienlijke modulatievervormingen en frequentievariaties van de draaggolf ten gevolge hebben.

Deze seriemodulatie is nogal oneconomisch, omdat ongeveer de helft van het opgenomen vermogen in de serietransistor verloren gaat. De eenvoud van de schakeling is echter zó aantrekkelijk vergeleken bij andere methoden, waarbij een dure modulatietransformator nodig is, dat we het geringe nuttig effekt op de koop toe nemen.

Het is mogelijk om tot 90% vervormingsvrij te moduleren. Wel verdient het aanbeveling TR_2 van een koelvin te voorzien.

Toongenerator

De RC-toongenerator die we hier gebruiken is in hoofdstuk 8 niet ter sprake gekomen, zodat we er hier wat dieper op in zullen gaan. De belangrijkste eigenschappen van deze generator zijn:

1. grote stabiliteit bij temperatuur- en voedingsspanningvariaties.
2. gemakkelijk in te schakelen en af te regelen.
3. eenvoudig.

De stabiliteit van deze zogenaamde "dubbel-T-netwerk oscillator" is ongeveer 0,1‰ per graad Celsius, terwijl bij voedingsspanningvariaties tussen 10 en 13 V praktisch geen afwijkingen werden gemeten. De oscillator bestaat uit een dubbel T-netwerk en een versterkerelement TR_1

Het netwerk wordt gevormd door (fig. 86):

$$C_1 - C_2 - R_x$$

$$R_4 - R_5 - C_3$$

R_x wordt samengesteld uit R_3 plus één van de weerstanden R_1, R_2, R_3, R_4 of

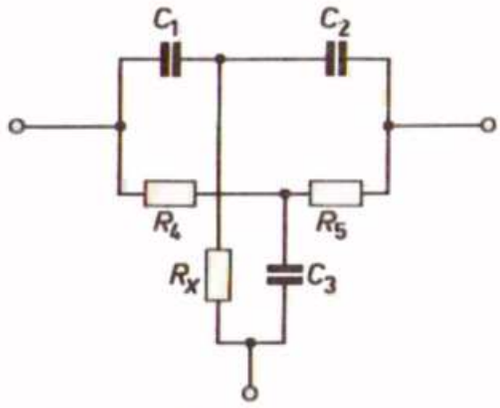


Fig.86 Dubbel T-netwerk

R5. De frequentie waarop de generator oscilleert wordt bepaald met de formule:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{C\sqrt{R \cdot R_x}}$$

Hierbij moeten de waarden van de weerstanden en condensatoren ongeveer in de volgende verhouding staan:

$$R = R_4 = R_5 = 2R_X$$

$$C = C_1 = C_2 = \tfrac{1}{2}C_3$$

Door R_X instelbaar te maken is het mogelijk de frequentie te variëren tussen 800 en 3000 Hz. De toongenerator is met de schakelaars S_1 t/m S_5 op 5 verschillende frequenties aan het oscilleren te brengen, afhankelijk van de instellingen van R_1 t/m R_5. De frequenties kunnen vrij willekeurig worden gekozen, d.w.z. ze moeten natuurlijk later nauwkeurig kloppen met de resonantiefrequenties van de filters in de ontvanger. Toch neemt men bij voorkeur frequenties die ook door fabrikanten worden gebruikt, b.v. in de variophon van Graupner. Dit kan voordelen hebben, indien men een model wil besturen dat uitgerust is met een fabrieksontvanger.

Deze frequenties zijn f_1 = 825 Hz

f_2 = 1110 Hz

f_3 = 1700 Hz

f_4 = 2325 Hz

f_5 = 3000 Hz

Later zullen we precies afregelen op de toonfilters in de ontvanger (deel II). De collector van TR_1 is gekoppeld met de basis van de modulatietransistor via C_4 en R_8. Met R_8 kan de modulatiediepte worden ingesteld. Zijn waarde zal niet veel kleiner dan 10 kΩ mogen zijn, omdat dan de demping op de toongenerator te groot wordt en het oscilleren stopt.

Zender IV

Vermogen: 600 mW

Aantal kanalen: 12

Reikwijdte: enkele kilometers

Tot besluit willen we een krachtige zender van 600 mW behandelen van zeer goede kwaliteit en voor elk doel geschikt (Foto 13). Er zijn 12 kanalen, die in 3 porties van 4 zijn verdeeld, zodat er 3 tonen gelijktijdig kunnen worden uitgezonden (triple simultaan) hetgeen voor stuntvliegen gewenst is (het maken van een vrille). Er is een overmaat aan vermogen zodat vreemde zenders geen kans krijgen de ontvanger binnen te dringen, daar de automatische volumeregeling de gevoeligheid van de ontvanger terugregelt. Het totale opgenomen vermogen is zonder modulatie ongeveer 1,5 W en met modulatie ongeveer 3 W. Dit is vrij groot en dat betekent veel gewicht aan batterijen of accu's (8 monocellen van 1,5 V). Maar dit bezwaar nemen we voor lief als we weten dat het vrijwel onmogelijk is dat het model buiten de reikwijdte van onze zender kan komen. We brengen eenvoudig een draagriem aan waarmee we de zender aan onze hals hangen; dit vergemakkelijkt het bedienen van de knoppen.

Er wordt gecombineerde voortrap- en collectormodulatie toegepast, die bij grote modulatiediepten vrijwel geen vervorming introduceert. Dit vereist een modulatietransformator, die misschien wel moeilijk is te maken, maar die zóveel bijdraagt aan de goede kwaliteit van de zender, dat dit echt wel de moeite loont. De modulatieversterker kan men het beste als losse unit uitvoeren. Trouwens, ook de andere delen kunnen in aparte units worden gemaakt. Dit vergemakkelijkt de opbouw.

Hoogfrequent gedeelte

In het oscillatorgedeelte (Fig. 87) wordt een BFX 43 of 44, óf een BSX 19 of 20 gebruikt. Deze geven voldoende vermogen om de eindtrap uit te sturen, waarvoor 100 à 150 mW nodig is. De eindtrap bevat een BFY 50, 51 of 52, die voor deze frequentie een hoogfrequentvermogen kan afleveren van maximaal 700 à 800 mW. De oscillator is volgens het Hartley-principe met in het terugkoppelcircuit het kristal en een LC-netwerkje (L_1 en C_1) dat tot taak heeft de teruggekoppelde spanning in de juiste faze te brengen zodat het kristal X precies in zijn serieresonantie werkt. De kring L_2 C_2 zorgt ervoor, dat het kristal gedwongen wordt op zijn 3e boventoon te werken. Het komt wel eens voor, dat deze kring veel te laag is afgestemd, waardoor het kristal niet meer op 27 MHz resoneert maar de voorkeur geeft aan zijn grondfrequentie van 9 MHz. Dit kan misleidend zijn, omdat toch het gedrag van de oscillator gezond lijkt. Wanneer men zich echter goed aan de spoel- en condensatorgegevens houdt, is de kans hierop gering. De juiste frequentie kan worden gecontroleerd met een eenvoudige absorptiemeter (hoofdstuk 11).

De voeding van de oscillator komt vanaf een aftakking op de modulatietransformator waardoor de oscillator voor ongeveer 50% wordt meegemoduleerd (voortrapmodulatie). Het modulatievermogen hiervoor is ongeveer 10% van dat wat nodig is om de eindtrap te moduleren.

De emitterweerstand R_4 begrenst de oscillator tegen té grote amplitudes. De eindtrap wordt gestuurd vanaf de secondaire wikkeling L_3 die over de wikkeling L_2 heen wordt gelegd. Eén kant ligt aan aarde en de andere kant is met de basis van TR_2 verbonden. Hierdoor werkt de eindtransistor volgens klasse C-instelling. De openingshoek is dan 53° en de stroompieken zijn ongemoduleerd 450 mA. Uit metingen blijkt dat de stroomopname voor de eindtrap ongeveer 90 mA bedraagt hetgeen aardig overeenkomt met de berekening van blz. 73.

Het opgenomen vermogen is dus 1080 mW. De voortrap verbruikt ongeveer 40 mA bij 12 V dus 480 mW, zodat het hoogfrequent deel in totaal ongeveer 1,5 watt trekt. Uitgangsvermogen is ruim 600 mW zodat we uitkomen op een totaal nuttig effekt van het hoogfrequent deel van ongeveer 40%, met inbegrip

Foto 11 De Amerikaan Jerry Nelson maakt zijn vliegtuig klaar voor de start: Wereldkampioenschappen stuntvliegen te Genk in België. De CLC-antenne is voorzien van een wit vlaggetje om aan te geven dat de zenderfrequentie 27,125 MHz. bedraagt.

Foto 12 Delta-vliegtuig van de heer de Vries. Het wordt bediend door een vierkanalenzender, twee kanalen voor het hoogteroer en twee voor de ailerons. Richtingroer gebruikt men niet bij dit soort toestellen. De motorsnelheid is niet regelbaar.

Foto 13 Vooraanzicht van de twaalfkanalenzender volgens de schema's van fig. 89 en 91. Deze 600 mW-zender is bedoeld voor het besturen van vliegtuigen.

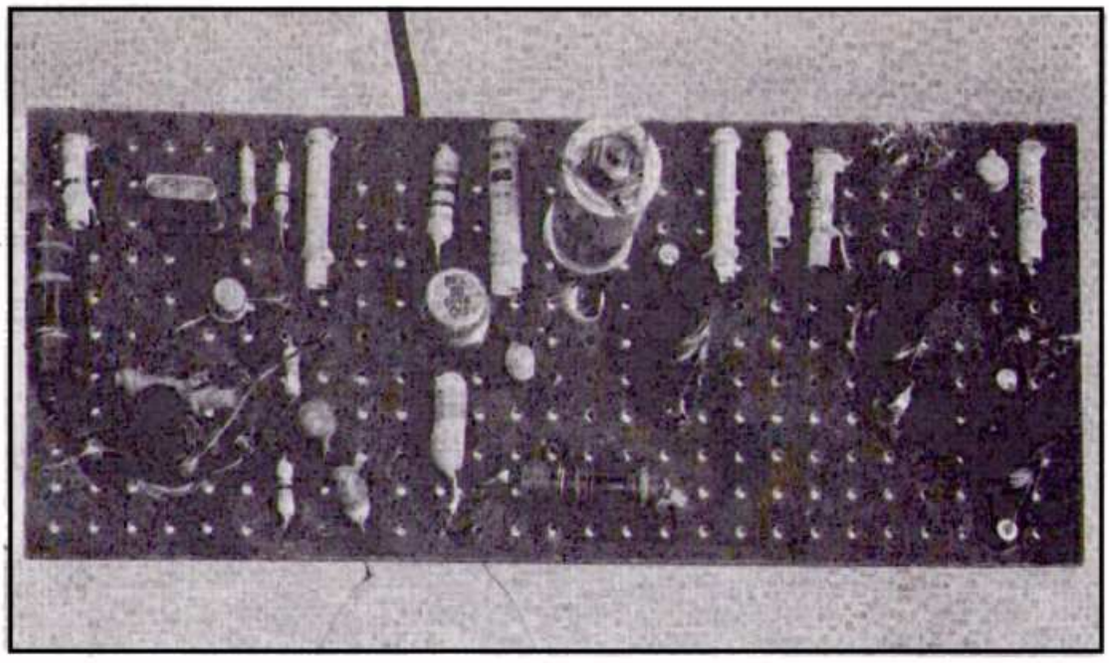


Foto 14 Hoogfrequentdeel van de 600 mW-zender.

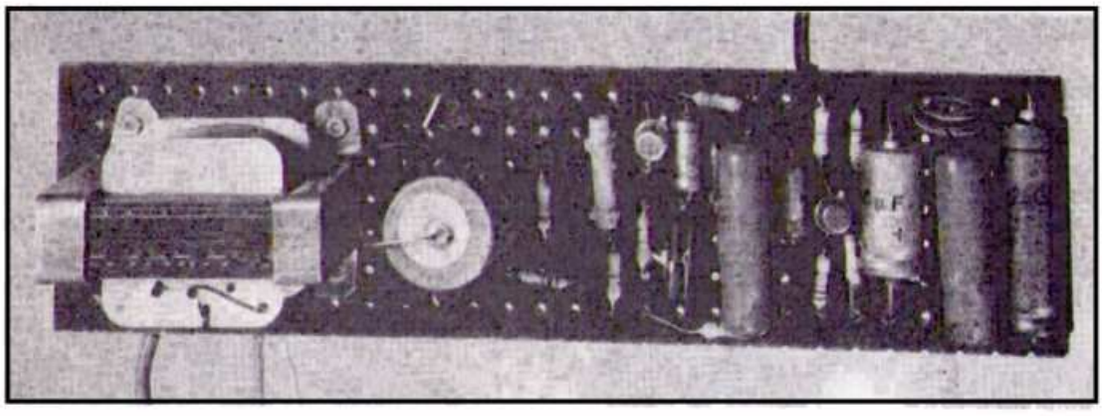


Foto 15 Modulator van de 600 mW-zender.

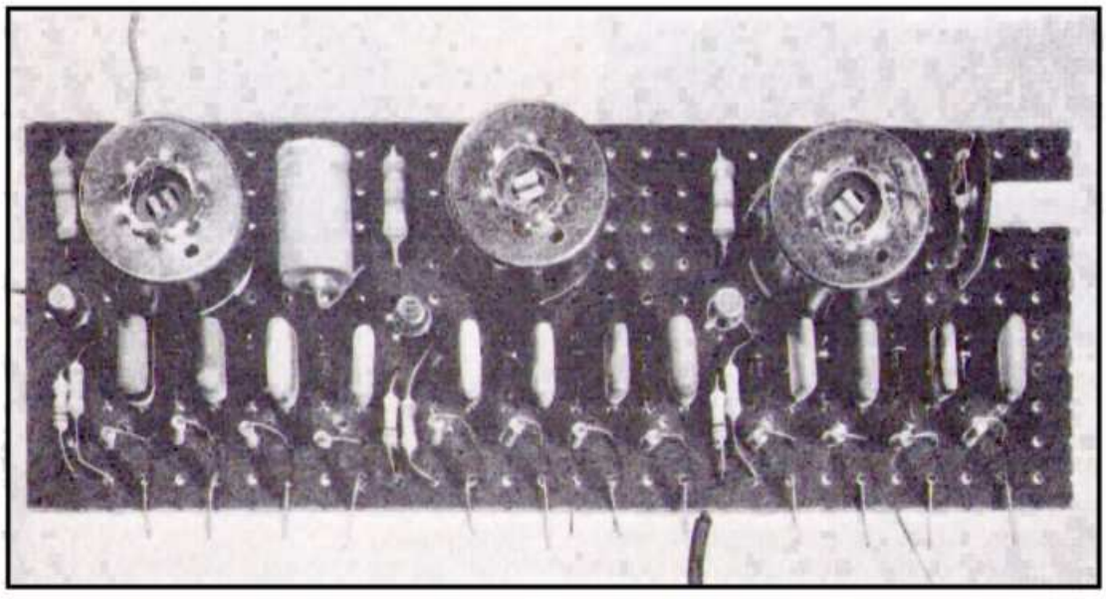


Foto 16 Toongenerator van de 600 mW-zender. Er kunnen 12 verschillende tonen worden opgewekt; 3 tegelijkertijd (triple simultaan).

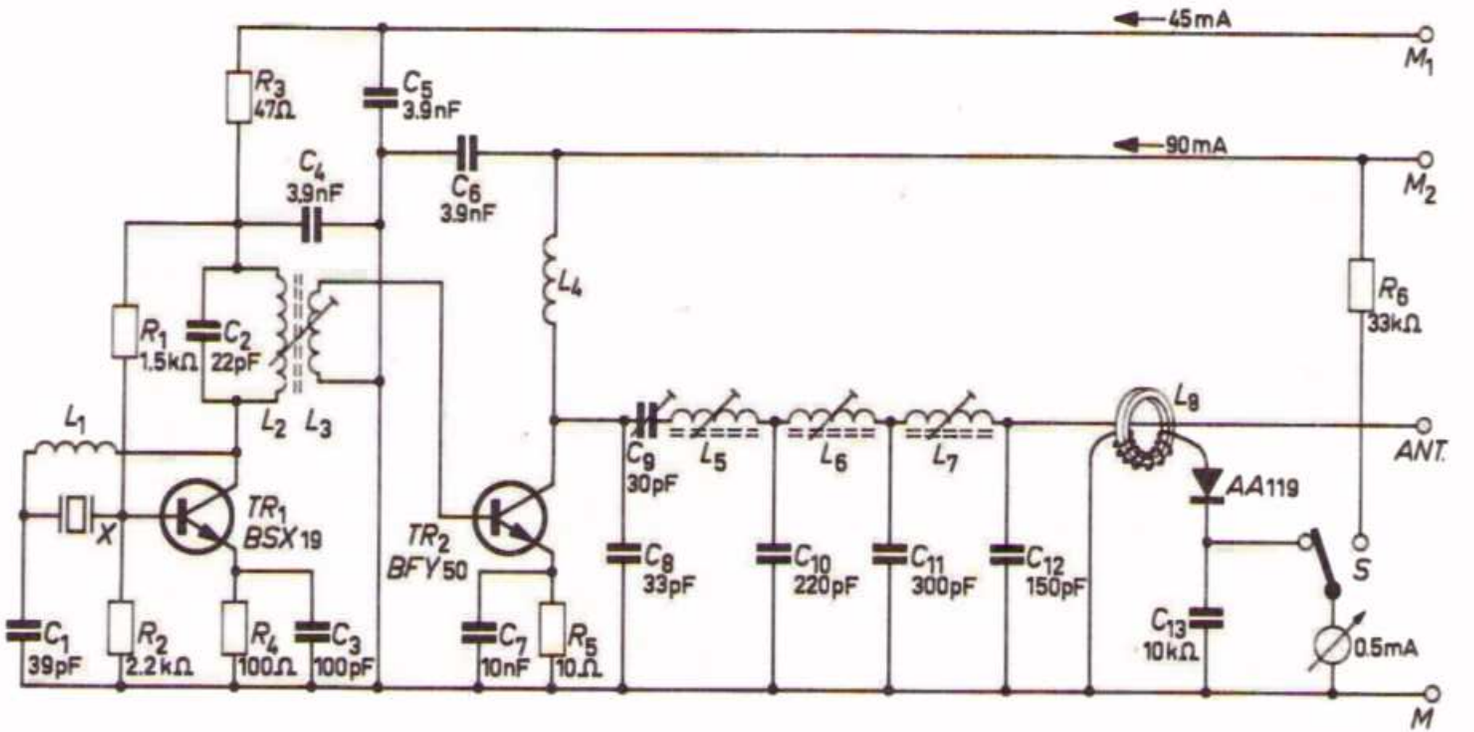


Fig. 87 Hoogfrequent deel van de 600 mW-zender
T_1 = BSX 19, BSX 20, BFX 43 of BFX 44
T_2 = BFY 50, BFY 51, of BFY 52
L_1 = 1,2 µH 20 wind. 0,2 mm draad; 6 mm ϕ 10 mm lang
L_2 = 0,3 µH 9 wind. 0,5 mm draad; 7 mm ϕ met poederijzerzerken
L_3 = 4 wind. 0,5 mm draad; over L_2 heen
L_4 = 1,9 µH 25 wind. 0,2 mm draad; 6 mm ϕ 12 mm lang
L_5 = 1,5 µH 15 wind. 0,5 mm draad; 7 mm ϕ met poederijzerkern
L_6 = 0,25 µH 8 wind. 0,5 mm draad; 7 mm ϕ met poederijzerkern
L_7 = 0,25 µH 8 wind. 0,5 mm draad; 7 mm ϕ met poederijzerkern
L_8 = 7 wind. 0,4 mm om ferroxcube ring van ongeveer 10 mm ϕ

van de verliezen in de filters.

De emitterweerstand R_5 van 10 Ω is in de eerste plaats bedoeld om de transistor te beveiligen tegen al te grote stromen; maar bovendien kan men hierover de spanning meten, die een maat is voor de stroom door de transistor (90 mA). Hieruit kan men opmaken of de transistor voldoende sturing krijgt en goed is aangepast. Is er geen sturing dan is de stroom door de transistor nul.

Het vermogen dat in de transistor zelf verloren gaat en omgezet wordt in warmte is gelijk aan het toegevoerde vermogen minus het afgeleverde vermogen. Het gelijkstroomvermogen dat de transistor ingaat is gelijk aan het produkt van de spanning tussen collector en emitter en de stroom door de transistor. De eerste is gelijk 12 volt, verminderd met de spanning van 1 volt over de emitterweerstand, dus 11 volt en de stroom is 90 mA. Het vermogen is 990 mW. Output vóór de filters is ongeveer 700 mW. Er moet dus 290 mW aan warmte worden afgevoerd. Bij 100% modulatie komt hier nog ongeveer 150 mW bij, zodat er totaal 440 mW verloren gaat. Zonder extra koeling stijgt de temperatuur van de transistor 0,22 °C per mW (opgegeven door de fabrikant). Dus voor 440 mW is dat 90 °C. Bij een omgevingstemperatuur van 25° wordt de totale temperatuur 115 °C. De fabrikant geeft voor dit type siliciumtransistor een maximum temperatuur op van 200°, zodat we zonder extra voorzieningen de transistor voor dit vermogen kunnen gebruiken. Toch brengt men voor de zekerheid vaak een koelvin aan (fig. 88). omdat door eventuele misaanpassing ten gevolge van een kortsluiting tussen antenne en aarde of inschakelen van de zender, zonder de antenne te hebben aangesloten. wel eens té veel energie in de transistor verdwijnt, waardoor de temperatuur de opgegeven grenswaarde toch zou kunnen bereiken.

Fig. 88 Koelvin voor BFY 50
Inwendige diameter 8,5 mm, hoogte ongeveer 20 mm

De eindtrap wordt via een L-filter en een dubbel π-filter met de antenne gekoppeld. We bereiken hiermee een aanzienlijke harmonischenonderdrukking (méér dan 8000 x voor de 2e harmonische), zonder veel van de grondgolf te verliezen. Volgens de berekening in hoofdstuk 7 zou een enkel π-filter voldoende kunnen zijn, maar door koppeling tussen de filters onderling kan de onderdrukking in gevaar komen en dan zouden we de grens van 1 μW kunnen overschrijden. Vandaar dat we een extra π-filter ten sterkste aanbevelen. De 3 spoelen L_5, L_6 en L_7 (Fig. 83) zijn uitgevoerd met poederijzerkernen, waarmee de filters worden afgeregeld. De zender hebben we voorzien van een eenvoudige antennestroommeter, zoals in het schema is getekend. Een paar windingen (ongeveer 7) wikkelen we om een ferroxcube ring, die om de leiding naar de antenneplug is geschoven (spoel L_8). De hoogfrequente wisselstroom door deze leiding induceert in de windingen een kleine spanning, die na gelijkrichting en afvlakking door een mA-meter wordt gemeten. De uitslag van de meter is een maat voor de antennestroom. Men trimt de spoelen L_5, L_6 en L_7 en condensator C_8 op maximale antennestroom. Daarna trimt men de antenne op maximale veldsterkte met behulp van de veldsterktemeter uit hoofdstuk 11.

Voor het ruw trimmen van de spoelen vervangt men de antenne vaak door een gloeilampje (8 V - 0.1 A) dat dan op maximale lichtsterkte moet branden. De weerstand van zo'n lampje is ongeveer 80 Ω, hetgeen de antenne-impedantie goed imiteert. Wordt het lampje vervangen door de antenne, dan moeten de filters waarschijnlijk wel iets worden bijgetrimd om de maximale antennestroom te krijgen.

Spoel L_2 in de stuurtrap regelt men zodanig, dat de stroom door de eindtransistor maximaal is. Deze wordt gemeten door een voltmeter over de emitterweerstand. Om er zeker van te zijn, dat alles gezond oscilleert, d.w.z. dat de eindtrap werkelijk de sturing vanuit de stuurtrap ontvangt en niet in zichzelf staat te oscilleren, moet men even het kristal uit de stuurtrap wegnemen, waarmee het oscilleren ophoudt. De eindtrap mag dan geen stroom meer trekken. Gebeurt dit toch en wordt een hoogfrequent wisselstroom opgewekt dan zijn er ongewenste koppelingen in het circuit. Deze kunnen meestal worden

verholpen door extra ontkoppelcondensatoren over de voedingsleiding. Het kan ook zijn dat de schuld ligt in de opstelling van de spoelen. Wanneer de filterspoelen van de eindtrap induceren in de afstemspoel van de stuurtrap. dan kan dit tot oscilleren aanleiding geven. Er moet dus bij de bouw op worden gelet dat deze niet te dicht bij elkaar staan. Of er moet over de afstemspoel van de stuurtrap een afschermkapje worden aangebracht. Maar dikwijls hoeft men niet zover te gaan, want meestal zal een kleine verstemming van spoel L_1 uitkomst geven. Dit heeft praktisch geen invloed op de output.

De mA-meter M_1 wordt vaak ook als voltmeter gebruikt door met drukknop S via weerstand R_6 de voedingsspanning te kunnen meten.
Op foto 14 is het hoogfrequentdeel afgebeeld.

Modulatieversterker

In figuur 89 is het schema getekend van de modulatieversterker met een uitgangsvermogen van 500 mW (zie foto 15). De versterker bestaat uit een voortrap, een drivertrap en een balanseindtrap. De voortrap is vrij normaal: de volumeregeling gebeurt hier door de emitterweerstand R_5 meer of minder te ontkoppelen met instelpotmeter R_4. De ingangsgevoeligheid verandert hierdoor tussen 10 en 200 mV. De ingangsimpedantie verandert eveneens d.w.z. een grote gevoeligheid gaat samen met een kleine ingangsimpedantie en omgekeerd.

De voortrap wordt gevolgd door de drivertrap met transistor TR_2. die tot taak heeft de eintransistors TR_3 en TR_4 uit te sturen. Deze twee complementaire transistors (NPN en PNP) zijn met hun emitters aan elkaar verbonden. De spanning op dit verbindingspunt moet gelijk zijn aan de halve voedingsspanning. dus 6 V. Deze spanning wordt ingesteld met instelpotmeter R_{12}. die in het tegenkoppelcircuit is opgenomen. De siliciumdiodes D_1 en D_2 stabiliseren de spanning tussen de bases van TR_3 en TR_4 op ongeveer 2 x 0.7 V zodat het werkpunt van beide transistors precies in de knik van hun karakteristiek ligt. In rusttoestand (geen modulatietoon) zal het stroomverbruik van de eindtrap zeer gering zijn (enkele mA). Maar zodra een modulatietoon wordt ingescha-

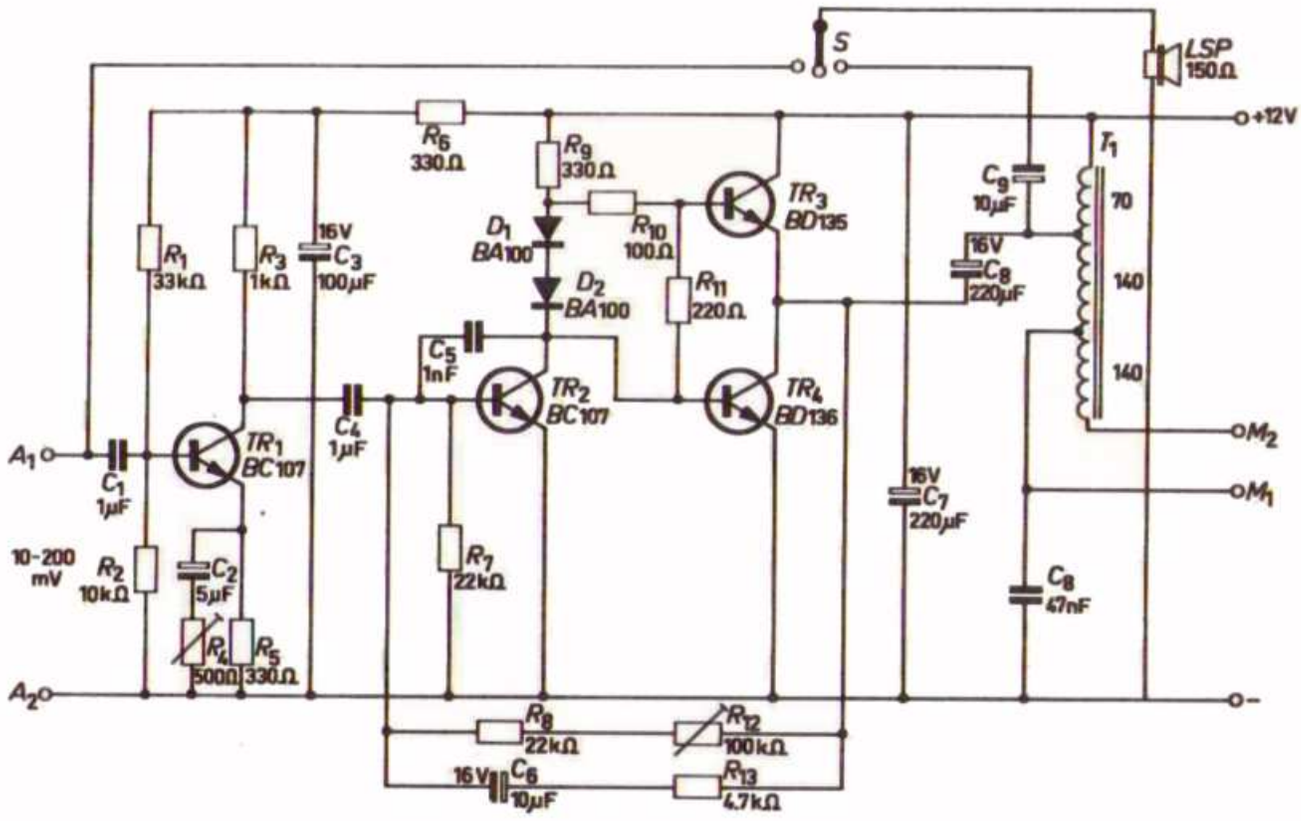


Fig. 89 Modulatieversterker met een uitgangsvermogen van 500 mW

keld zullen de positieve sinushelften TR3 openen en de negatieve TR4. Samen maken ze weer een volledige sinus op de uitgang. Eventuele vervormingen worden weggewerkt door een sterke tegenkoppeling via R_{13} en C_6 naar de basis van TR_2. Condensator C_5 dient om hoogfrequentoscillaties tegen te gaan. De outputspanning wordt via C_8 naar de modulatietransformator gevoerd. De uitgangsimpedantie van de versterker is laagohmig (ongeveer 5 Ω) en moet omhoog worden getransformeerd om tot de impedantie van 130 Ω te komen, die voor het moduleren nodig is (zie berekening op blz. 120), d.w.z. de transformatieverhouding moet ongeveer $1 : \sqrt{\frac{130}{5}} = 1 : 5$ zijn.

Zoals op blz. 120 werd berekend moet de modulator een vermogen van 380 mW leveren om 90% modulatiediepte te halen. Hiervan is 340 mW bestemd voor de eindtrap en ongeveer 40 mW voor de kristaloscillator.

Modulatietransformator

In figuur 90 zijn de afmetingen van het transformatorblik gegeven. Deze afmetingen zijn niet bindend en mogen eventueel een faktor $1\frac{1}{2}$ hiervan afwijken zonder de windingsgetallen te veranderen. De transformator wordt bewikkeld met 350 windingen emailledraad van 0,4 mm ø met aftakkingen op 70 en 210 windingen. In het schema is te zien hoe de transformator in het circuit is opgenomen. De punten M_1 en M_2 worden verbonden met de overeenkomstige punten van de hoogfrequentunit.

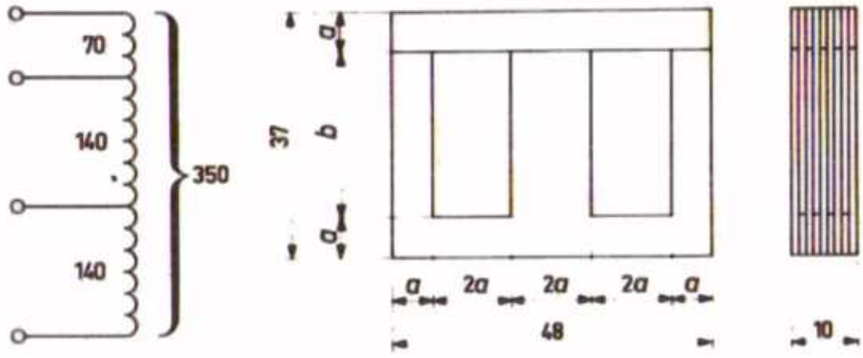


Fig.90 Afmetingen van de modulatietransformator
a = 6 mm, b = 25 mm, stapelhoogte 10 mm, geen luchtspleet, 350 windingen 0,4 mm draad

De luidspreker LSP is bedoeld om de modulatietonen te controleren. Met schakelaar S kan de luidspreker op de uitgang en ook op de ingang van de versterker worden geschakeld. In het laatste geval werkt hij als mikrofoon zodat de zender met spraak kan worden gemoduleerd. Dit is eigenlijk niet geoorloofd zonder speciale vergunning, maar in bepaalde situaties kan het van zeer veel nut zijn. B.v. bij het afregelen van de ontvanger op grote afstand van de zender. Degene die bij de ontvanger is kan dan met een koptelefoon luisteren naar de verrichtingen van de zenderman, die b.v. een bepaald kanaal inschakelt om de ontvangerman te laten controleren of de uitwerking juist is. Terugpraten is natuurlijk niet mogelijk.

Toongenerator

Wanneer we de zender bouwen voor een 10- of 12-kanalensysteem, zullen we

een toongenerator moeten kiezen met grote stabiliteit, daar de toonfrequenties dicht naast elkaar liggen. Het beste type generator voor dit doel is een LC-generator volgens het Hartley-principe. De stabiliteit is beter dan 0.1% bij voedingspanningsvariaties van 15 tot 5 V. Ook bij temperatuurvariaties is het frequentieverloop te verwaarlozen. De moeilijkheid van een LC-generator is echter dat er geen frequentie-instelling mogelijk is. We moeten de waarden van L en C berekenen en dan maar hopen dat het klopt. Op blz.105 hebben we een dergelijke berekening als voorbeeld uitgevoerd; op dezelfde wijze is dat hier gebeurd voor alle 12 kanalen met als resultaat hier en daar een kleine afwijking. Deze kan worden gecorrigeerd door de spoelen L_1, L_2 en L_3 (Fig. 91) van twee extra aftakkingen te voorzien. Er is dan voor elke kring een aftakking te vinden waarmee men precies op de juiste frequentie uitkomt, zoals in de derde sektie is te zien. Grote afwijkingen moeten worden gecorrigeerd door het kiezen van een andere C. Met een schakelaar wordt de betreffende C parallel aan de spoel verbonden en tevens krijgt de basis via een weerstand van 220 kΩ en een diode zijn positieve basisstroom. Ook de terugkoppeling loopt over deze weerstand en diode. De generator genereert ogenblikkelijk op de juiste frequentie en geeft een onvervormde sinus af. De diodes D_1 t/m D_{12} zijn noodzakelijk om invloed van de andere condensatoren via de weerstanden van 220 kΩ te voorkomen. De output van de 3 oscillatoren gaat door een hoogohmige weerstand van 470 kΩ naar een gemeenschappelijke lijn waarin een gemeenschappelijke volumeregelaar R_{22} van 2 MΩ is opgenomen. De punten A_1 en A_2 worden verbonden met de overeenkomstige punten van de modulatieversterker. De modulatiediepte kan met R_{22} worden geregeld. Theoretisch zou de modulatiediepte per toon maximaal 30% mogen zijn omdat de pieken dan 90% bereiken, maar meestal gaat men iets hoger (50%); er treedt dan enige vervorming op in de pieken als alle drie toongeneratoren in staan, maar dit blijkt in de praktijk geen bezwaar te zijn.

Spoelen

Er worden potkernen gebruikt van het type 22/13 met een μ_e van 220 (zie blz.104

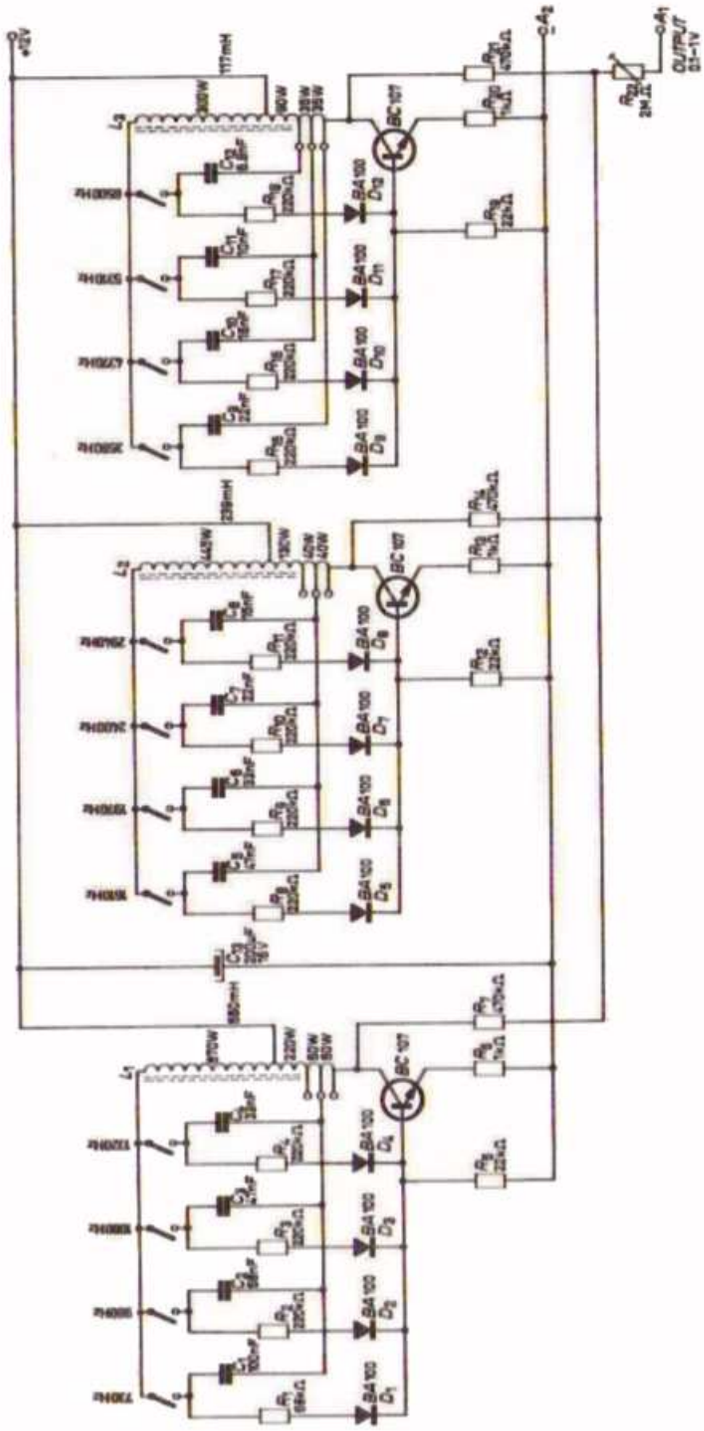


Fig.91 Toongenerator voor een twaalfkanalenzender

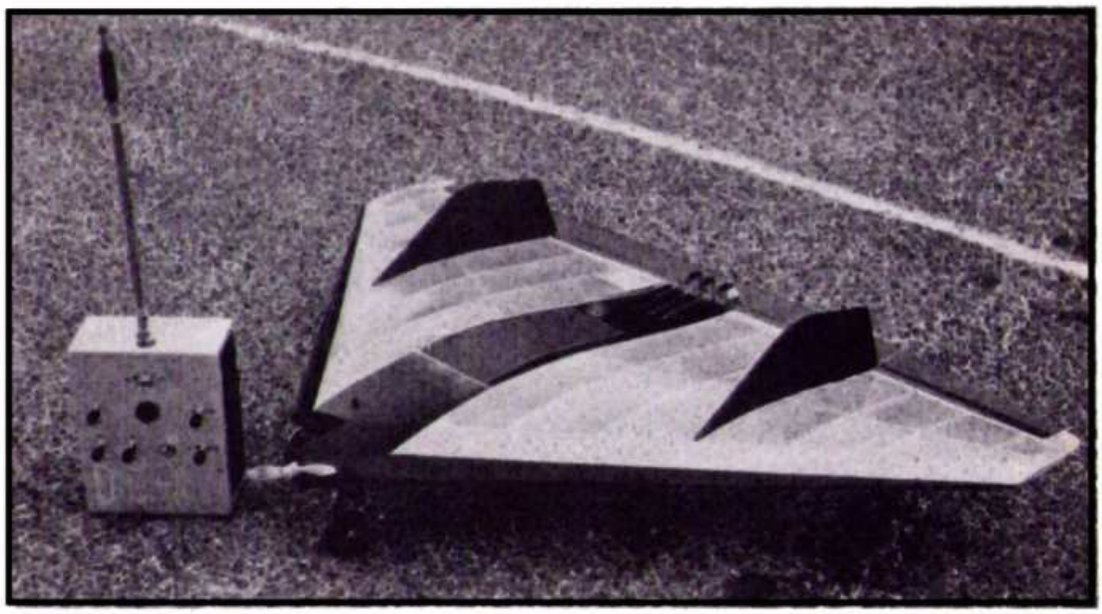


Foto 17 Delta-vliegtuig van de heer Biesterveld. Het wordt bestuurd door 8 kanalen: 2 voor ailerons, 2 voor hoogteroer (elevator), 2 voor trim hoogteroer, 2 voor gasregeling.
Bij een delta-vliegtuig worden de ailerons ook vaak als hoogteroer gebruikt. Een dergelijke combinatie noemt men ook wel elevons.

Foto 18 Veldsterktemeter volgens het schema van fig.94.

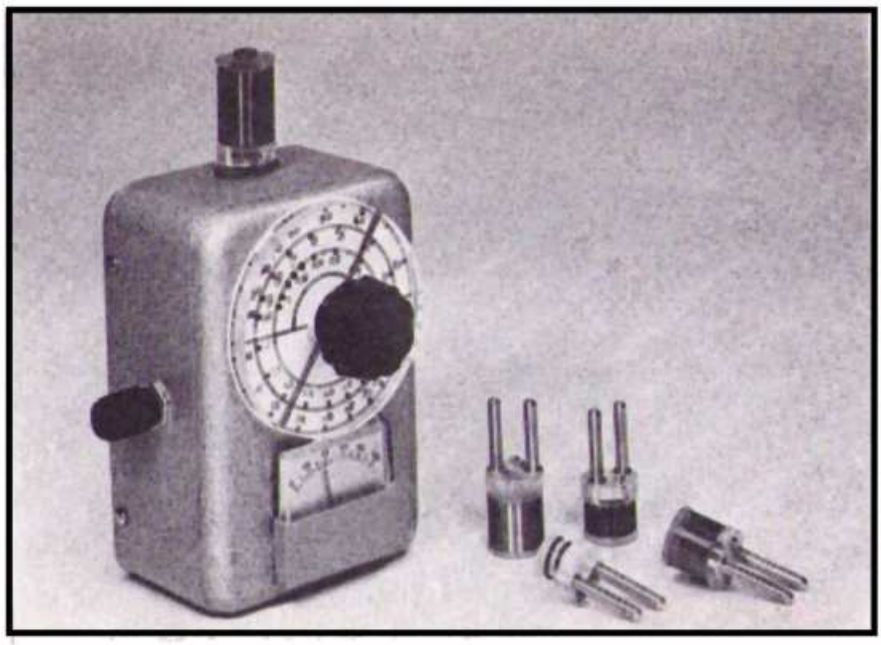


Foto 19 Dipmeter volgens het schema van fig.95.

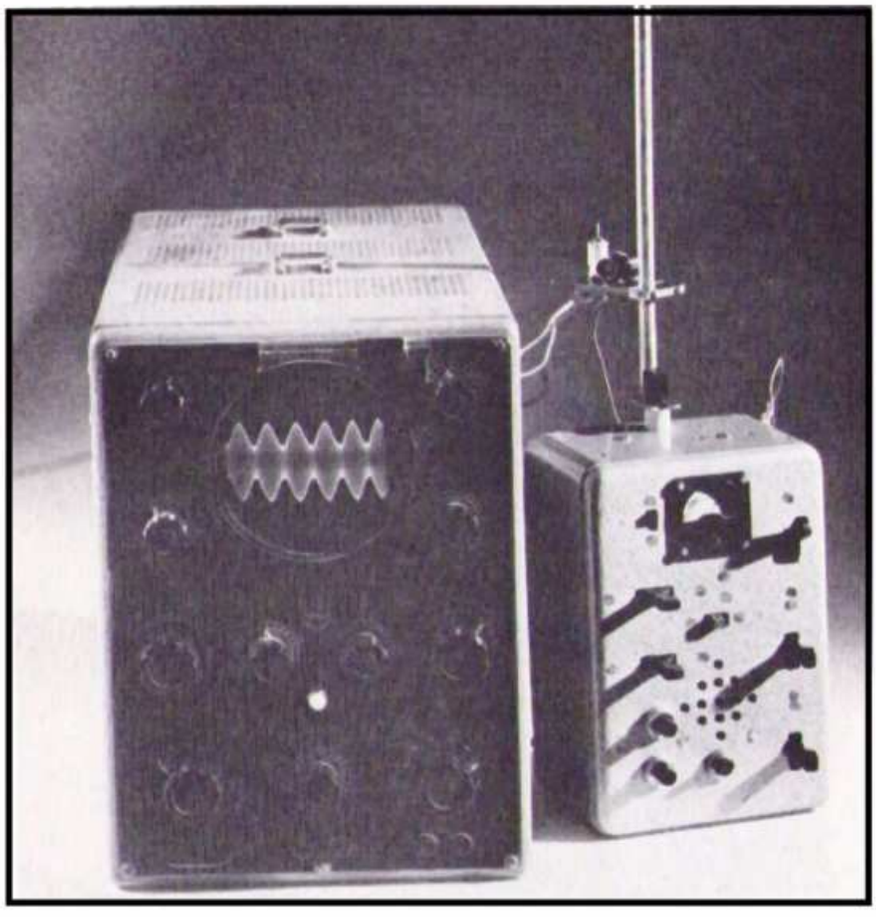


Foto 20 Meetopstelling voor het controleren van de gemoduleerde draaggolf (zie fig.97).

en verder). De zelfindukties kunnen door de aftakkingen ongeveer 10% groter of kleiner worden gemaakt hetgeen neerkomt op een frequentieverandering van ongeveer 5% omhoog of omlaag. De zelfindukties zijn zodanig berekend, dat de condensatoren C_1 t/m C_{12} waarden hebben die in de normale reeks voorkomen. We gebruiken hiervoor de goedkope polycarbonate of polyester condensatoren, die voor dit doel voldoende nauwkeurig en stabiel zijn.

L_1 = 550 mH; bewikkeld met 990 windingen van 0,1 mm emailledraad. Aftakkingen op 670, 890 en 940 windingen.

L_2 = 239 mH; bewikkeld met 655 windingen van 0,15 mm emailledraad. Aftakkingen op 445, 575 en 615 windingen.

L_3 = 117 mH; bewikkeld met 460 windingen van 0,15 mm emailledraad. Aftakkingen op 300, 390 en 425 windingen.

Men denke er wel aan dat de kernen niet met een ijzeren schroef tegen elkaar mogen worden geklemd. Hierdoor wordt de luchtspleet kortgesloten en de zelfinduktie verandert dan aanzienlijk. Een koperen schroef mag wel.

Sommige fabrikanten leveren bij de kernen een regelstift waarmee de zelfinduktie een paar % kan worden vergroot.

Per toon wordt een spoelaftakking gekozen die de frequentie de juiste waarde geeft. Het precies afstemmen is een opgave die eigenlijk met behulp van een toongenerator moet worden opgelost. Men kan het op het gehoor doen door eerst een toon te beluisteren en daarna de toongenerator op het gehoor op dezelfde frequentie af te stemmen. Muzikale mensen zullen op deze wijze vrij precies te werk kunnen gaan. Maar beter is het om de twee tonen te vergelijken met een oscillograaf; op de vertikale platen wordt de uitgang A_1 - A_2 aangesloten en op de horizontale platen de toongenerator. Wanneer beide frequenties gelijk zijn zal de oscillograaf een cirkelvormige figuur laten zien.

Op de foto 16 is de 12-kanalengenerator afgebeeld.

Tot nu toe zijn we er van uit gegaan dat de zender gebruikt wordt in combinatie met een ontvanger met elektrische filters. Voor een ontvanger met reedrelais liggen de frequenties van de toongenerator veel lager en dichter bij elkaar. Deze toongenerator is stabiel genoeg om een reedrelais safe te laten

reageren. We zullen de filters voor dit doel uitrekenen voor een 10-kanalen-reedrelais met frequenties als opgegeven in tabel 5. We verdelen de 10 kanalen in 2 sekties van 5. zodat met twee tonen tegelijk kan worden gewerkt. De schakeling is verder gelijk aan die van figuur 91. alleen dus één sektie minder en per sektie 1 kanaal meer.

Wanneer we uitgaan van een zelfinduktie van 1330 mH dan zal de spoel, indien we weer een P 22/13 kern gebruiken met $\mu_e = 220$. het volgende aantal windingen moeten hebben:

$$N = a\sqrt{L} = 42{,}4\sqrt{1330} = 1480 \text{ windingen.}$$

Ook hier zullen we de mogelijkheid van correcties aanbrengen door een aftakking te maken op 5 windingen voor het eind en er dan 50 windingen extra aan toe te voegen. De spoel is in figuur 92 weergegeven.

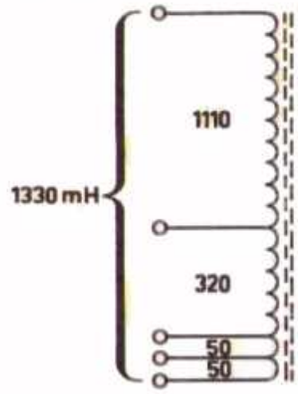


Fig.92 Spoel met een zelfinduktie van 1330 mH
Kern P 22/13, $\mu_e = 220$. Totaal 1530 windingen van 0,1 mm draad

De condensatoren worden dan berekend met de formule

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$ en we vinden de volgende waarden:

Kanaal 1.	265 Hz.	C_1 = 0.27 µF		0,27 µF
Kanaal 2.	297.5 Hz.	C_2 = 0,215 µF		0,22 µF
Kanaal 3.	320 Hz.	C_3 = 0,186 µF		0,18 µF
Kanaal 4.	350 Hz.	C_4 = 0,155 µF		0,15 µF
Kanaal 5.	385 Hz.	C_5 = 0,128 µF		0,12 µF
Kanaal 6.	430 Hz.	C_6 = 0,103 µF		0,1 µF
Kanaal 7.	475 Hz.	C_7 = 85	nF	82 nF
Kanaal 8.	512.5 Hz.	C_8 = 73	nF	68 nF
Kanaal 9.	560 Hz.	C_9 = 60,5	nF	56 nF
Kanaal 10.	605 Hz.	C_{10} = 52	nF	47 nF

We zien dat de condensatoren iets afwijken van de standaardwaarden, maar wanneer we de serie gebruiken die hier het dichtst bij komt (rechtse kolom), dan kunnen de afwijkingen worden gecorrigeerd met de aftakkingen op de spoel of met behulp van kleine parallel condensatoren.

Bedieningspaneel van de zender

Hoe de bedieningsknoppen worden uitgevoerd en geplaatst is helemaal afhankelijk van het doel van de zender.

Voor boten, auto's of andere modellen als heftruck, brandweerauto e.d. zal de opstelling geen problemen geven; dat doet een ieder naar zijn eigen inzicht. Een paar vaste regels houdt men meestal aan: bewegingen in horizontale richting bedient men met drukknoppen, die op een horizontale lijn zijn opgesteld en de bewegingen omhoog en omlaag worden met vertikaal opgestelde knoppen bediend. De tonen van twee bij elkaar behorende kanalen, bestemd voor de verrichtingen van één servomotor worden natuurlijk door één toongenerator opgewekt. Met vliegtuigen wordt het moeilijker. Er bestaat hierover eigenlijk geen overeenstemming bij de verschillende vliegers. De een doet anders dan de ander. We raden daarom nog eens met klem aan, met oude rotten in het vak contakt op te nemen. Geen mens kan het beter vertellen. Een algemene regel is niet te geven. Wanneer een vliegtuig triple simultaan gevlogen wordt, dan geldt gewoonlijk het volgende (zie fig. 13, 14 en 15):

Kanaal 1 richtingroer links
Kanaal 2 richtingroer rechts
Kanaal 3 aileron links
Kanaal 4 aileron rechts
Kanaal 5 hoogteroer stijgen
Kanaal 6 hoogteroer dalen
Kanaal 7 trim hoogteroer stijgen
Kanaal 8 trim hoogteroer dalen
Kanaal 9 vol gas

Kanaal 10 half gas

Kanaal 11 landingsgestel

Kanaal 12 parachute.

Opmerking: denk er vooral aan dat de schakelcontakten goed schoon zijn!

ENKELE MEETINSTRUMENTEN

Absorptiefrequentie-meter

Met dit instrumentje kan snel worden gecontroleerd of een zender energie afgeeft en of zijn frequentie in het goede kanaal zit. Tevens kan men de zender ermee afregelen op maximale output. Het is een eenvoudig instrumentje dat snel is te maken (fig. 93). Het bestaat uit een afgestemde kring, waarvan de spoel L_2 zodanig is opgesteld, dat deze gemakkelijk kan worden gekoppeld met de tankspoel van de zender-eindtrap. De spoel L_2 is gewikkeld op een koker van 20 mm ø en kan met de variabele condensator C_1 worden afgestemd tussen 25 en 35 MHz.

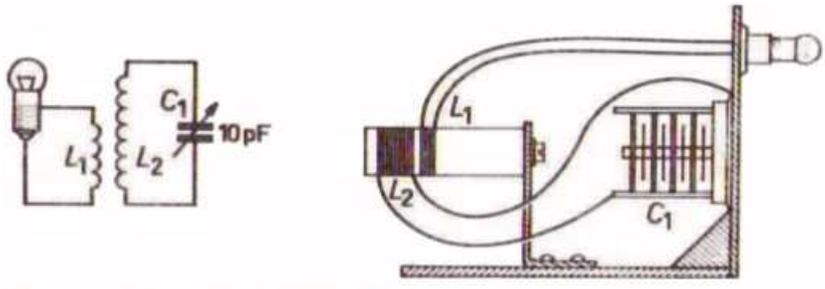


Fig. 93 Absorptiefrequentie-meter
L_1 = 3 wind. 0,5 mm draad } spoelkoker diam.: 20 mm
L_2 = 11 wind. 0,5 mm draad }

Op de spoel is nog een secondaire wikkeling aangebracht, die verbonden wordt met een klein gloeilampje van 6 volt, 0,05 A. Wordt nu de spoel in de buurt van de tankspoel gehouden, dan zal een deel van de zenderenergie in de spoel worden geabsorbeerd, en in het gloeilampje terechtkomen, dat daardoor zal gaan gloeien. Wanneer de LC-kring met C_1 precies op de zenderfrequentie wordt afgestemd, zal een maximum aan helderheid ontstaan.

Als de schaal van de afstemknop geijkt is, kan men ruwweg de frequentie controleren.

Veldsterktemeter

In figuur 94 is het schema getekend van een gevoelige veldsterktemeter met

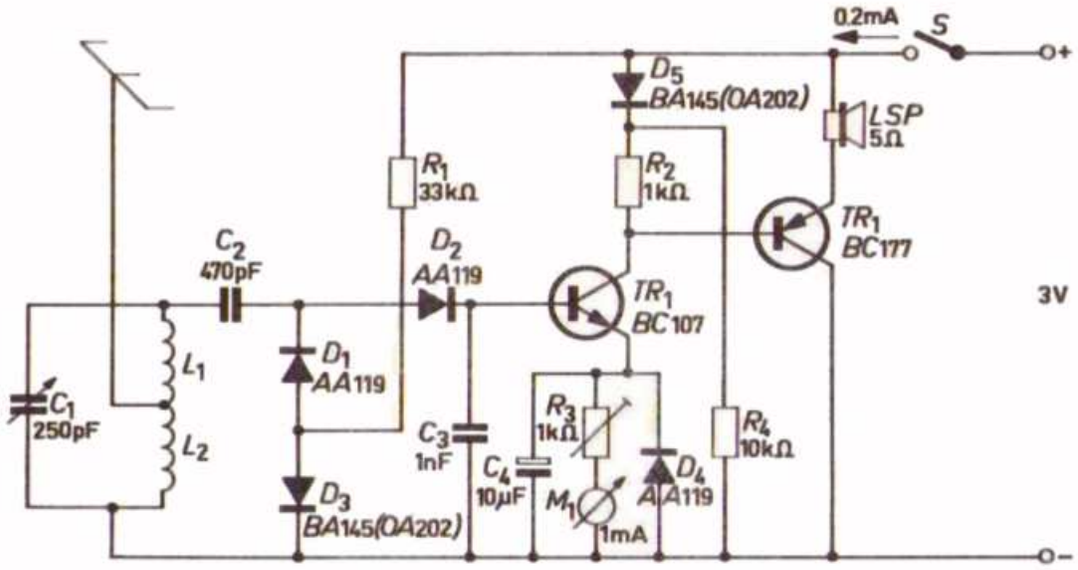


Fig.94 Veldsterktemeter
L_1 = 5 wind. } 1 mm draad; 15 mm ϕ, 15 mm lang
L_2 = 5 wind. }

een meetbereik van 20 tot 60 MHz. Het bereik is uiteraard te vergroten door de spoel uitwisselbaar te maken. Voor het meten van onze zenders is bovengenoemd bereik voldoende, omdat zowel de grondgolf als de 2e harmonische erin vallen.

Het schema is in principe zeer eenvoudig; het is n.l. een diode-ontvanger gevolgd door 2 versterkertrappen. Het antennesignaal wordt eerst gelijkgericht door 2 germaniumdiodes. D_1 en D_2, die in een z.g. spanningsverdubbelingsschakeling staan. Dit gelijkgerichte signaal wordt door condensator C_3 afgevlakt en naar de basis van siliciumtransistor TR_1 gevoerd. Aangezien een siliciumtransistor pas opent bij een spanning van omstreeks 0,7 V zullen we de spanning die binnen komt een opstapje geven, gelijk aan 0.7 V. We doen dit met siliciumdiode D_3 die in zijn doorlaatrichting een spanningsval van 0.7 V geeft. Een kleine stroom via R_1 zorgt ervoor, dat over D_3 de gewenste spanningsval ontstaat. Zonder antennesignaal staat TR_1 op de grens van dicht en open. Een draaggolf zal TR_1 openen en zijn emitterstroom is een maat voor de sterkte van de draaggolf. In het emittercircuit is een 1 mA-meter opgenomen met een instelbare serieweerstand R_3 en parallel daaraan een ontkoppelelco C_4 en een germaniumdiode D_4. Bij kleine spanningen heeft D_4 een hoge weerstand en de

meter is dan op zijn gevoeligst. Hoe groter de spanning wordt, hoe minder weerstand D_4 krijgt en hoe ongevoeliger de meter wordt. Dit resulteert in een ongeveer logaritmisch verlopende meteruitslag. Met R_3 kan het verloop zódanig worden ingesteld dat het eind van de schaal overeenkomt met de grootste te meten veldsterktes. In de collectorleiding is een siliciumdiode D_5 en een weerstand R_2 opgenomen. Ook hier dient D_5 samen met R_4 voor een opstapje voor de volgende siliciumtransistor die de modulatie van de binnenkomende draaggolf versterkt tot luidsprekerniveau. De laatste transistor staat dus eveneens op punt van opengaan. Een draaggolf zal de transistor verder openen. Het voordeel van deze schakeling is, als er geen draaggolf wordt gemeten, het stroomverbruik zeer gering is: 0,2 mA, bij 3 V voedingsspanning. In de praktijk blijkt herhaaldelijk dat men het apparaat ná gebruik vergeet uit te schakelen en dat zou op de meest ongelegen momenten een lege batterij betekenen. Nu zal het, wanneer de voeding uit twee kleine $1\frac{1}{2}$ V-batterijen bestaat, minstens 100 dagen duren voordat de batterijen aan hun eind raken.

Het geheel is ondergebracht in een metalen doos, of, wat ook goed kan, in een houten doos die van binnen bekleed is met metaalfolie (Foto 18).

De luidspreker LSP is laagohmig (5 à 8 Ω); soms monteert men parallel hieraan een paar meetbussen, zodat dan met behulp van een oscillograaf de modulatie kan worden bekeken.

Voor het goed afregelen van de zender plaatst men de veldsterktemeter op dié afstand, waarbij de meter ongeveer half uitslaat. Denk er vooral om dat de definitieve afregeling gebeurt als de zender wordt vastgehouden, zoals dat bij normaal gebruik het geval is. Zo regelt men de zendantenne op maximale veldsterkte. Het is mogelijk, maar niet eenvoudig, om iets van de 2^e harmonische te meten. Men houdt dan de punt van de antenne in de nabijheid van de spoel in de zendantenne en er ongeveer loodrecht op, zódanig dat de 27 MHz-draaggolf weinig of geen uitslag meer geeft. Wanneer dan precies op 54 MHz wordt afgestemd, mag de naald nauwelijks een uitslag geven.

Dipmeter

In de zenders en. zoals in deel II zal blijken. ook in de ontvangers hebben we veel te maken met hoogfrequente trillingskringen. die verantwoordelijke funkties hebben. Het is belangrijk dat deze goed werken en op de juiste frequenties resoneren. Om wat van de hoedanigheid van een trillingskring te weten te komen gebruikt men gewoonlijk een eenvoudig meetinstrumentje "dipmeter" genaamd. Iedereen. die met radiofrequenties omgaat zou zo'n apparaatje bij de hand moeten hebben om kringen, waarvan hij de resonantiefrequentie wil bepalen. of kringen. die hij verdenkt van inwendige sluiting, snel aan een controle te onderwerpen. Een dipmeter kan voor verschillende doeleinden dienen:

1. Bepalen van de resonantiefrequentie van een hoogfrequente trillingskring
2. Als meetzender.
3. Om veldsterkte te meten.
4. Als absorptiemeter
5. Voor het meten van zelfindukties. capaciteiten en Q's
6. Voor het meten van de eigen frequentie van een antenne.

Het is geen precisie-instrument maar voor ons doel is het voldoende nauwkeurig. Dit hangt in hoofdzaak af van de uitvoering en de ijking. Men zal bij een goede kennis. die in het bezit is van een meetzender de ijking moeten verrichten. Eigenlijk is dat nu het leuke van dit werk; men doet vaak een beroep op de hulpvaardigheid van vrienden en kennissen met eenzelfde hobby. hetgeen de vriendschap ten goede komt.

Werking

De meter (fig. 95) heeft aan één zijde een plug. waarin diverse spoelen gestoken kunnen worden. Parallel aan deze plug staat een variabele condensator. zodat er verschillende resonantiekringen te maken zijn met een totaal frequentiebereik van b.v. 330 kHz tot 100 MHz.

De condensator wordt bediend met een grote knop, die voor elke spoel een geijkte schaalverdeling heeft van de resonantiefrequenties.

Wordt de schakelaar S_1. die meestal als drukknop is uitgevoerd, gesloten.

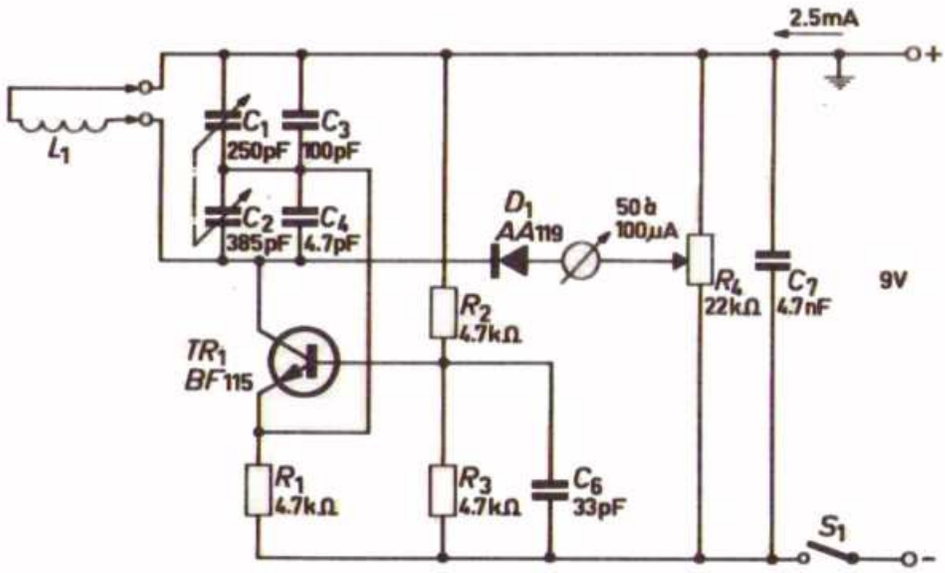


Fig.95 Dipmeter

TR_1: BF 115, BF 167, BF 185

L_1:

330 kHz - 1 MHz;	350 wind.	0,06 mm draad;	20 mm ϕ, 25 mm lang
1 MHz - 3,3 MHz;	95 wind.	0,2 mm draad;	20 mm ϕ, 20 mm lang
3,3 MHz - 10 MHz;	36 wind.	0,4 mm draad;	15 mm ϕ, 20 mm lang
10 MHz - 33 MHz;	11 wind.	1 mm draad;	15 mm ϕ, 15 mm lang
33 MHz - 100 MHz;	$2\frac{1}{2}$ wind.	1,5 mm draad;	10 mm ϕ, 10 mm lang

dan wordt er een hoogfrequente trilling opgewekt, waarvan de frequentie in hoofdzaak bepaald wordt door $C_{1,2,3,4}$ en L_1. Het is een Collpits oscillator met de terugkoppeling naar de emitter. De hoogfrequentspanning over de spoel wordt gemeten met meter M_1, nà eerst door germaniumdiode D_1 te zijn gelijkgericht. Het is zaak hiervoor een gevoelige meter te nemen, 0,1 mA of nog beter 50 µA volle uitslag. De uitslag van de meter is instelbaar met potmeter R_4 en moet ongeveer maximaal zijn. Daar dit nogal verschilt bij de diverse spoelen en condensatorstanden moet R_4 van buitenaf te bedienen zijn.

Wordt nu de spoel van de dipmeter in de buurt van een vreemde afgestemde kring gebracht, dan zal een deel van de hoogfrequent energie door deze kring worden overgenomen. De overdracht is het grootst als de resonantiefrequenties gelijk zijn. De mA-meter dipt.

Omgekeerd: word de spoel van de dipmeter in de buurt gebracht van een in werking zijnde zenderspoel, dan zal de meter een uitslag geven zodra de zenderfrequentie overeenkomt met de frequentie van de dipmeter. Deze werkt dan als absorptiemeter en "steelt" energie uit zenderspoel. Bij deze meting blijft de schakelaar S in de uitstand.

Vroeger, toen men nog dipmeters maakte met buizen, werd met de mA-meter de stroom in het roostercircuit gemeten. Vandaar, dat de naam "griddipmeter" werd gebruikt (grid = rooster). Maar aangezien de transistors geen rooster hebben laten we dit voorvoegsel nu weg.

Een CLC-antenne kan op dezelfde wijze worden gemeten als een normale resonantiekring. Men koppelt de spoel van de dipmeter met de spoel in het midden van de CLC-antenne. De dipmeter geeft bij de eigen resonantiefrequentie van de CLC-antenne een flauwe dip, die toch duidelijk genoeg is om er de antenne mee te kunnen afregelen op de gewenste eigen frequentie van 27 MHz.

Men kan de dipmeter ook gebruiken als meetzender. Hij wekt een zwakke radiogolf op waarmee ontvangers kunnen worden getest en afgeregeld. De radiogolf is, zo nodig, iets te versterken door de spoel van de dipmeter zwak te koppelen met een losse draad, waarvan één uiteinde 1 of 2 keer om de spoel wordt gewikkeld. Dan is hij ook te gebruiken als veldsterktemeter. De losse draad werkt als ontvangantenne en de dipmeter als diodeontvanger. De uitslag van de meter is een maat voor de veldsterkte.

Spoelen

In de figuren 96a tot en met 96e zijn de 5 bijbehorende spoelen getekend. De spoelvorm is gemaakt van isolatiemateriaal, b.v. plastic, plexiglas of pertinax met een diameter van 18 mm (de 5e spoel 12 mm) en met aan beide zijden een rand van 20 mm Ø. Aan de onderkant een paar stekerpennen van 4 mm Ø.

Alleen spoel I is in het midden doorboord met een gat van 8 mm, waarin een klein stukje antennestaaf past van 8 mm Ø. Door verschuiven van de kern is de zelfinduktie in te stellen, zodanig dat het bereik komt te liggen tussen 320 kHz en 1 MHz.

Opbouw

Op foto 19 is de construktie te zien.

Belangrijk is, dat alle verbindingen kort zijn. Een paar geïsoleerde steker-

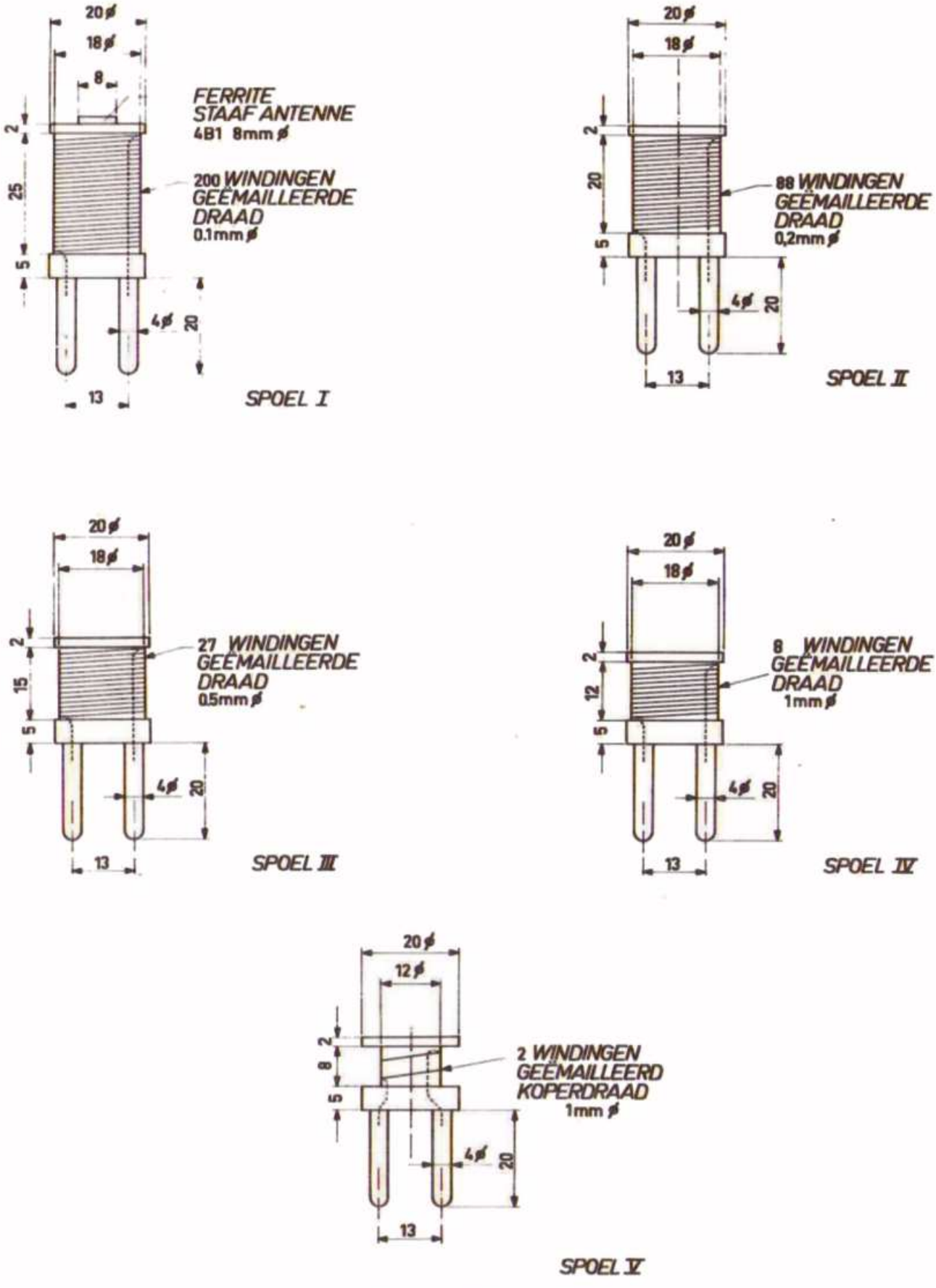


Fig.96 Vijf verschillende spoelen (zie fig.95)

bussen dienen voor de spoelverbindingen. De as van de condensator moet geïsoleerd zijn ten opzichte van het metalen kastje. De afstemknop moet daarom ook van isolatiemateriaal zijn (plexiglas, pertinax, hout of iets dergelijks).
De schakelaar S_1 is gewoonlijk een drukknop zodat altijd ná gebruik het apparaat staat uitgeschakeld.

Meting van capaciteit, zelfinductie en Q

Als van een LC-kring één van de twee frequentie-bepalende elementen bekend is, dan kan de andere worden bepaald, als met de dipmeter de resonantiefrequentie wordt gemeten.
Met de formule

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

f in Hz
L in H
C in F

is dan de onbekende te berekenen.

Wordt de frequentie uitgedrukt in MHz, de zelfinduktie in μH en de capaciteit in pF, dan gaat de formule over in:

$$C = \frac{25 \cdot 330}{f^2 L} \quad \text{of} \quad L = \frac{25 \cdot 330}{f^2 C}$$

Aan de steilheid van de dip kan men zien of de Q goed of slecht is. Meer kan men er niet van te weten komen. Meestal is dit voldoende om te constateren of de spoel windingssluiting heeft.

Voorbeeld

Heeft een condensator een capaciteit van 100 pF en meten we een resonantiefrequentie van 20 MHz dan is L:

$$L = \frac{25 \cdot 330}{20^2 \cdot 100} = 0{,}63\ \mu\text{H}$$

Denk er vooral om, dat zo licht mogelijk met de te meten kring wordt gekoppeld, omdat een te vaste koppeling de nauwkeurigheid van de meting vermindert.
Overigens, wat de nauwkeurigheid betreft, beter dan 10% kan men van een dergelijk instrument niet verwachten.

Controle van de gemoduleerde draaggolf

Hiervoor hebben we een oscillograaf nodig, die dit in beeld kan brengen. De vertikale versterker van de oscillograaf zal in staat moeten zijn frequenties tot 30 MHz te verwerken. Dit is een vrij hoge eis, waardoor de prijs naar verhouding is. Daarom zullen we een methode aangeven om met een normale oscillograaf toch een goed beeld te krijgen. We gebruiken dan direkt de vertikale afbuigplaten zonder tussenkomst van de vertikale versterker. Bij de meeste oscillografen zijn de aansluitingen daarvan op de achterkant te vinden. Zo niet, dan is het een kleine opgave om dit zelf even te veranderen.

We plaatsen een afgestemde kring L_1C_1 vlak naast de antenne (fig. 97).

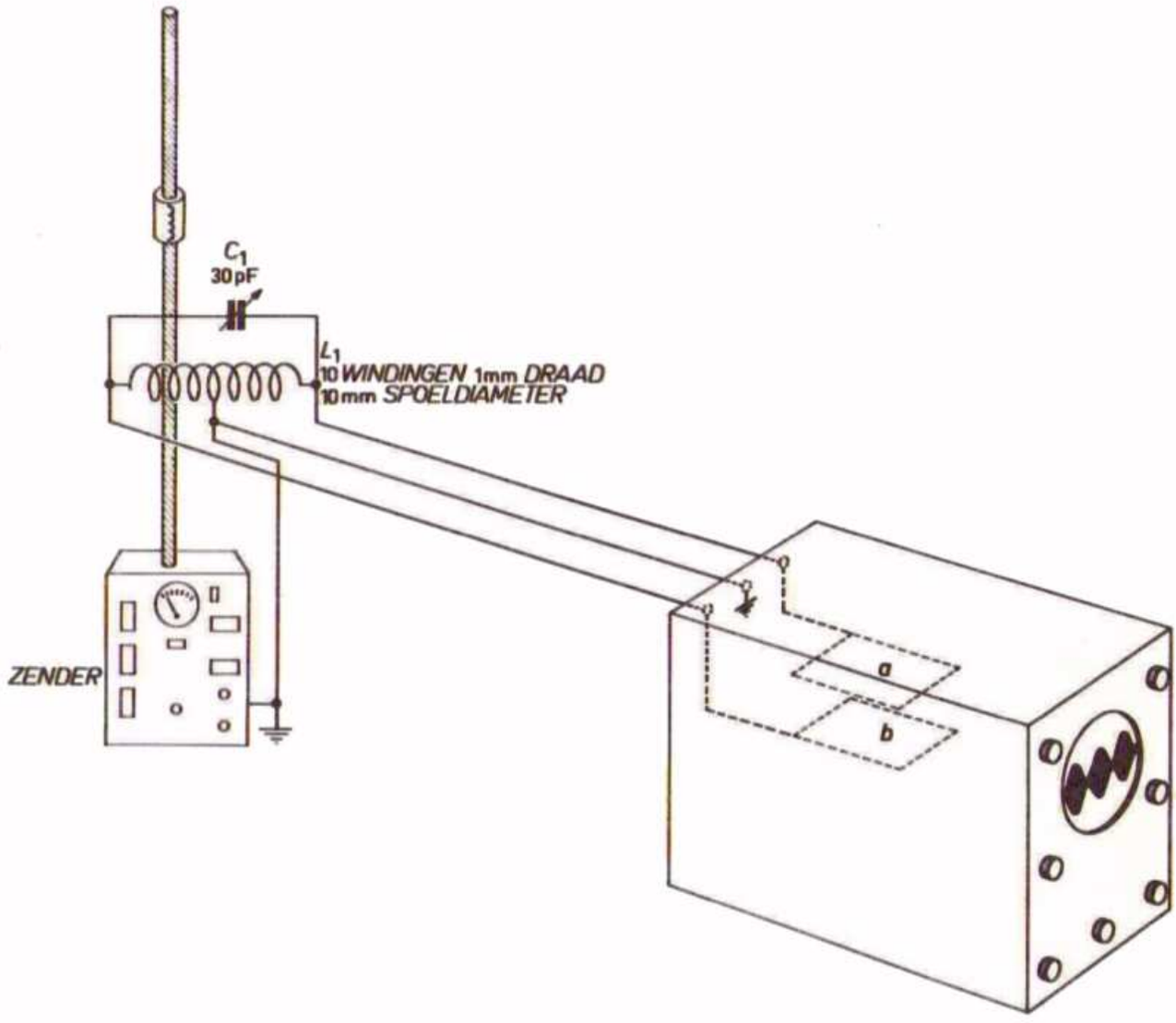


Fig. 97 Controle van de gemoduleerde draaggolf

De spoel L_1 is voorzien van een middenaftakking, die met de aarde van de oscillograaf en met het huis van de zender wordt verbonden. De uiteinden van de spoel worden verbonden met de beide vertikale afbuigplaten. Daarna wordt de kring op de zenderfrequentie afgestemd en we zien een ongemoduleerde draaggolf op de katodestraalbuis verschijnen. Wanneer we dan de zender moduleren zullen de twee evenwijdige lijnen van de draaggolf veranderen in golfvormige lijnen. Zoals in dit boek herhaaldelijk ter sprake kwam, zijn we tevreden als het beeld er uit ziet volgens figuur 98a waarin de modulatie zuiver sinusvormig is. Met een dergelijke modulatie kan men tot 6000 Hz moduleren omdat er vrijwel geen harmonischen voorkomen die boven de 6000 Hz-grens liggen (foto 20).

Minder goed is de vorm van figuur 98b. Hierin zijn vrij sterke 3^e harmonischen aanwezig, waardoor we genoodzaakt zijn de modulatiefrequenties beneden 2000 Hz te kiezen.

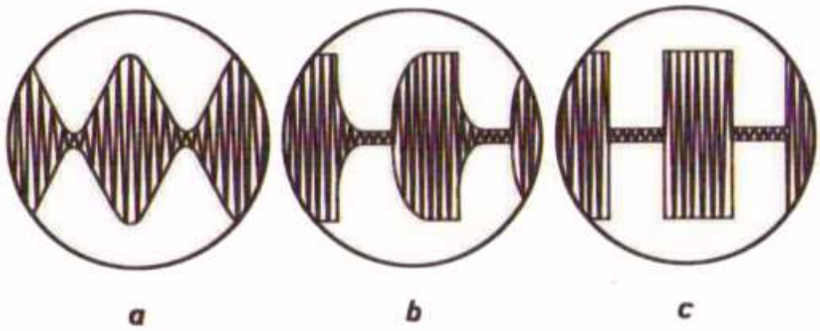


Fig.98 Beeld van de gemoduleerde draaggolf
a. zeer goed, b. kan er mee door, c. voor tonen boven 800 Hz afgekeurd.

Uitgesproken slecht is de vorm van figuur 98c. Hierin zitten aanzienlijke hoeveelheden oneven harmonischen, waarvan de sterkte van de 5^e en de 7^e niet te onderschatten is. We adviseren daarom met de modulatiefrequentie niet hoger te gaan dan 850 Hz (7^e harmonische = 5950 Hz). Dit soort modulaties komt veel voor in goedkope éénkanaalzenders, zoals die in figuur 79, óf zenders die bedoeld zijn om te werken in combinatie met een reedrelais in de ontvanger.

Mochten de zenders III of IV (hoofdstuk 10) geen mooie sinusvormige modulatie laten zien, dan is er iets mis. Het kan zijn dat de toongenerator niet goed werkt, het kan zijn dat de modulatie niet goed wordt doorgegeven aan het hoog-

frequent deel. Dit laatste gebeurt wel eens als de kristaltrap niet goed is afgeregeld en in de dalen van de modulatie periodiek uit genereren slaat. Maar meestal ligt de oorzaak in een te grote modulatiediepte en dat is gauw verholpen door de volumeregelaar wat terug te draaien. Denk er wel aan om eerst de zender en de antenne goed af te regelen, want als de zender zijn energie niet kwijt raakt kan er ook vervorming ontstaan.

Voor alles raden we aan deze betrekkelijk eenvoudige proef te nemen. Mocht U niet in het bezit zijn van een oscillograaf, probeer dan iemand te vinden die wèl de beschikking heeft over zo'n instrument. De proef is veel te belangrijk, omdat hij een goed beeld geeft, letterlijk en figuurlijk, van uw werk.

HOOGFREQUENT AFSTANDBESTURING
Deel I Zenders

De laatste jaren is de belangstelling voor de afstandbesturing van modellen sterk toegenomen. De techniek ervan is niet eenvoudig: men heeft te maken met zenders, ontvangers en servosystemen, die aan hoge eisen moeten voldoen. Het aantal wegen dat men kan bewandelen is legio en om hier wegwijs in te worden zal een algeheel inzicht in deze materie van zeer veel nut zijn. Daarom wordt de theorie zo ruim mogelijk behandeld en met vele praktische voorbeelden verduidelijkt. Vanwege de uitgebreidheid van het onderwerp werd het boek in twee delen gesplitst, waarvan het eerste de zenders en het tweede de ontvangers behandelt.

In dit eerste boek worden een paar schema's van zenders volledig uitgewerkt, die behoren bij ontvangers welke in deel II worden beschreven. Men zou eventueel alle daaraan voorafgaande hoofdstukken kunnen overslaan en direkt de schema's gaan nabouwen. Maar beter is het om er wat meer tijd aan te besteden om achter het hoe en waarom te komen en zo kansen op fouten en teleurstellingen te verminderen.

Voor wat zich tussen de zender en de ontvanger afspeelt wordt verwezen naar het boek "Radiogolven".

ISBN 90 201 055 66